

electronique

RADIO
PLANS

MENSUEL DES TECHNIQUES ET APPLICATIONS

NUMÉRO 563 OCTOBRE 1994

INTERFACE OPTO-
ISOLÉE POUR PC

POSITIONNEUR
POUR SATELLITE

LE DSO PORTATIF HITACHI VC-5430

CAPACIMÈTRE
68705

DES RÈGLES
DE ROUTAGE EN HF

CARTE PC → 4 BUS I2C

RIQUE : 155 FF - LUXEMBOURG : 150 FL - SUISSE : 6,30 FS - ESPAGNE : 450 Ptas - CANADA : \$ Can. 5,50 - ANTILLES - GU. 28,80 F

T 2400 - 003 - 24,00 F



S o m m a i r e

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

MENSUEL édité par
PUBLICATIONS GEORGES VENTILLARD
S.A. au Capital de 5 160 000 F
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 PARIS
Tél. : 44.84.84.84 - Fax : 42.41.89.40
Télex : 220409 F

Principaux Actionnaires :
- M. Jean-Pierre Ventillard
- Mme Paule Ventillard

Président-Directeur-Général,

Directeur de la Publication :
Jean-Pierre VENTILLARD

Directeur de la Rédaction :
Bernard FIGHIERA

Rédacteur en Chef :
Claude DIICROS

Marketing/Ventes :
Jean-Louis PARBOT
Tél. : 44.84.84.55.

Création maquette :
Rachid MARAI

Inspection des Ventes :

Société PROMEVENITE - M. Michel IATCA
11, rue de Wattignies - 75012 PARIS.
Tél. : 43.44.77.77 - Fax : 43.44.82.14.

Publicité :

Société Auxiliaire de Publicité
70, rue Compans, 75019 PARIS
Tél. : 44.84.84.85
C.C.P. PARIS 37 93 60

Directeur commercial : Jean-Pierre REITER

Chef de publicité : Francine FIGHIERA

Assistée de : Laurence BRESNU

Abonnement : Marie-Christine TOUSSAINT
Tél. : 44.84.85.16

Voir notre tarif «spécial abonnement».
Pour tout changement d'adresse,
envoyer la dernière bande accompagnée
de 2,80 F en timbres.

IMPORTANT : ne pas mentionner notre
numéro de compte pour les paiements
par chèque postal.

Radio Plans décline toute responsabilité
quant aux opinions formulées dans les articles,
celles-ci n'engageant que leurs auteurs. Les
manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés.
Le décret du 11 mars 1957 n'autorisant aux termes des
paragraphe 2 et 3 de l'article 41, d'une part que «copies ou
reproductions strictement réservées à l'usage privé du
particulier et non destinées à une utilisation collective» et
d'autre part, que les analyses et les courtes citations
faites dans un but d'exemple et d'illustration, «toute
représentation ou reproduction intégrale, ou partielle,
même sans le consentement de l'auteur ou de ses
ayants-droit ou ayants-cause, est illicite» (alinéa
premier de l'article 40). Cette représentation ou
reproduction, par quelque procédé que ce soit,
constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les
articles 425 et suivants du Code Pénal».

Ce numéro a été tiré à 40 000 exemplaires

Dépôt légal octobre 94 - éditeur 1756

Mensuel paraissant en fin de mois.

Distribué par S.A.E.M. Transports-Presses

Mise en page : J.-L. C.

Photogravure : CJC 75011 PARIS

Photo de couverture : E. Malesmanche.



Numéro 563 - Octobre 1994

ISSN 1144-5742

ETUDES ET CONCEPTION

- 61 CARTE QUAD I2C POUR PC
- 77 POSITIONNEUR POUR ANTENNE SATELLITE

REALISATION

- 23 INTERFACE 32 SORTIES OPTO-ISOLÉE POUR PC
- 29 LIMITEUR ET FILTRE ACTIF DEUX VOIES AUDIO
- 37 CAPTEUR PHOTOMETRIQUE POUR ADC10
- 55 CAPACIMETRE NUMERIQUE A 68705 P2

TECHNIQUE

- 9 LES RÈGLES D'ÉTUDE ET DE ROUTAGE EN HF
- 69 OUTILS DE DÉVELOPPEMENT DASP2/3 POUR DSP TEXAS
- 83 LES CONVERTISSEURS D'ÉNERGIE À DÉCOUPAGE

MESURE ET INSTRUMENTATION

- 45 L'OSCILLOSCOPE NUMERIQUE NOTEBOOK VC F420 HITACHI

CIRCUITS D'APPLICATION

- 51 LE SYSTÈME MODULAIRE IMPACK DE SIDENA

C.D.A.O.

- 71 CIAO : LE DAO DE CIRCUITS IMPRIMÉS "PREMIER PRIX"

COMMUNICATIONS

- 19 MONTREUX : 2^e SYMPOSIUM RADIO

IDÉE ET MÉTHODE

- 41 LA GESTION DES DATES SUR MICROCONTROLEUR

INFOS

- 88 NOUVELLES DIODES LASER ROUGES HITACHI
- RÉSONATEURS CMS À CONDENSATEURS INTÉGRÉS MURATA
- CODEURS À IMPULSIONS KNITTER
- 90 NOUVELLE GAMME DE CAPTEURS DE COURANT LEM
- ASMEX1 : UN ÉMULATEUR 8051 À PETIT PRIX
- 92 LE MAX038 : GÉNÉRATEUR DE FONCTIONS 20MHz MONOLITHIQUE
- ALLIANCE ALSE-MB ÉLECTRONIQUE EN CAO
- 93 SYNTHÉTISEURS TV À PLL I2C GEC/PLESSEY
- APRÈS COMPTONIC, INTRONIC
- 94 LES MESUREURS DE CHAMP TV UNAOHM
- CAPTEUR D'INTENSITÉ LUMINEUSE TSL20 TEXAS
- 96 LES SYSTÈMES MODULAIRES D'ALIMENTATION MELCHER
- POTENTIOMÈTRE 9 mm POUR FACE AVANT BOURNS
- NOTE D'APPLICATION NATIONAL INSTRUMENTS
- 97 COSSES DE PUISSANCE AMP
- ACCÉLÉROMÈTRE MINIATURE KISTLER
- RÉCÉPTEUR ATTEL I2C DIVM ÉLÉVATEUR MICREL

Ont participé à ce numéro :

J. Alary, J.M. Balssa, F. de Dieuleveult, C. Djabian, A. Garrigou, P. Gueulle,
J.C. Harel, P. Morin, P. Oguic, Ch. Pannel, Ph. Robin, J.-L. Vern.



RÈGLES D'ÉTUDE ET D'IMPLANTATION EN HF, VHF ET UHF

Les paragraphes qui vont suivre, contrairement à notre habitude, ne

concernent pas une réalisation

pratique mais plutôt une

suite de bons conseils. Cet

article nous a été inspiré par

bon nombre de prototypes,

vidéo, HF ou VHF pour

lesquels nous avons dû faire

un diagnostic et quelquefois un dépannage sommaire. Ces prototypes étaient

parfois, mais pas toujours, conçu à partir de nos schémas complets ou partiels

publiés dans la revue. La plupart des cas se résume à une mauvaise

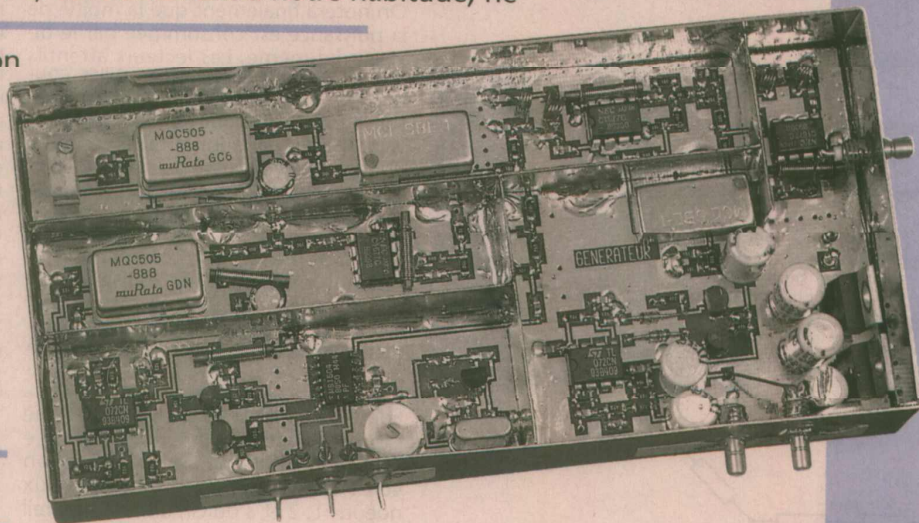
compréhension du ou des systèmes, une mauvaise implantation et un «couper-

coller» plus qu'audacieux.

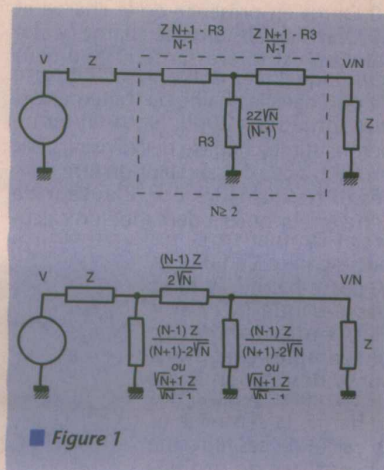
Cet article n'a qu'un seul but : vous éviter de tomber dans les pièges les plus classiques, et nous allons utiliser quelques exemples très concrets. Il est plus que probable que les auteurs de certaines bévues se reconnaîtront mais certainement pas tous. Qu'ils n'en prennent pas ombrage car cet exposé n'a absolument pas la vocation d'être un bêtisier.

Dans ce domaine un bêtisier serait d'un goût particulièrement douteux. Nul n'est sensé avoir la science infuse et il est évident qu'il nous arrive encore de commettre des gaffes redoutables ! Il va donc être très difficile de vous faire passer le message car il est bien connu que l'expérience ne profite qu'à ceux qui exerce et qu'elle est difficilement transmissible.

Nous allons donc aborder ce challenge avec l'ambition d'apporter un maximum de solutions concrètes. Avant d'aborder les conditions d'implantation, nous traiterons quelques petits



problèmes fréquemment rencontrés que l'on peut assimiler à des erreurs de conception.



■ Figure 1

Les atténuateurs

Quelle n'a pas été notre surprise de constater que le calcul d'un atténuateur en T ou en PI 50 ou 75 Ohms pouvait poser un problème ! Bien que l'on trouve les formules de calcul dans de nombreux documents, nous allons vous en faire profiter une fois de plus. Les schémas de ces atténuateurs sont représentés à la figure 1. Nous ne prenons en compte que le cas le plus courant : impédance d'entrée égale à l'impédance de sortie. Dans tous les cas N est le facteur d'atténuation et ne peut prendre qu'une valeur supérieure ou égale à 2. Dans le cas où N = 2, il n'y a pas d'atténuateur, et l'atténuation est l'atténuation minimale théorique : 6dB. Les formules vous permettent donc de calculer un atténuateur quelconque adapté à une valeur quelconque. Bien que les formules soient relativement simples, il peut être fastidieux de devoir les manipuler au cours

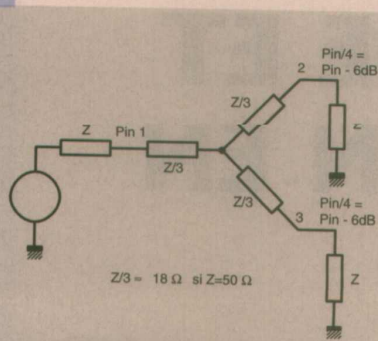


Figure 2

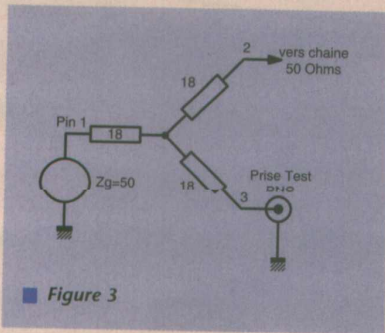


Figure 3

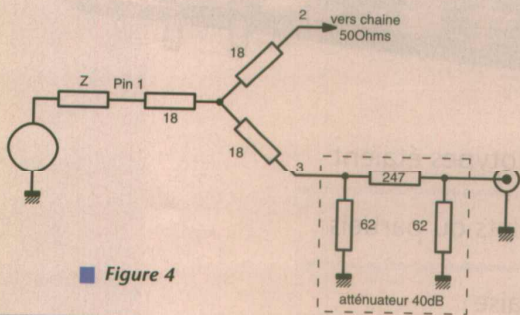


Figure 4

de la mise au point d'un prototype. Confronté à ce problème il y a déjà fort longtemps, nous avons écrit un programme Basic très simple d'emploi dont nous vous faisons profiter aujourd'hui. Après avoir répondu aux questions : atténuation en valeur absolue ou en dB, puis à la valeur de l'impédance caractéristique $Z_e = Z_s = Z$, le programme vous donnera les deux atténuateurs correspondants, en T ou en PI. Le programme donne des valeurs calculées exactes, il vous suffira ensuite d'arrondir ces valeurs pour les adapter à la série de résistances que vous possédez, E24 ou autre.

Diviseurs et combineurs de puissance

Nous avons abordé le problème il y a fort peu de temps : émetteur TV AM 500MHz mais visiblement cette démonstration était insuffisante et le cas cité à titre d'exemple montrera exactement ce qu'il ne faut pas faire. Le schéma d'un diviseur de puissance est donné à la figure 2. Dans un système adapté il est hors de question de faire

des branchements ou dérivations. L'électronique en HF, VHF ou UHF n'est pas de la plomberie. Plus haut en fréquence cela peut presque le devenir mais le terme est un peu péjoratif. À chaque fois que l'on veut effectuer un branchement on devra donc utiliser un diviseur de puissance. Sur le schéma de la figure 2, l'entrée s'effectue au noeud 1 et les sorties aux noeuds 2 et 3. Les sorties sont obligatoirement chargées par l'impédance Z. Dans ce cas on retrouve sur chaque sortie la puissance d'entrée divisée par 4 soit PIN-6dB. Cette perte de 6dB est le prix à payer pour conserver l'adaptation. On notera finalement que la moitié de la puissance est consommée par le diviseur lui-même. Les lecteurs attentifs auront remarqué que l'on utilise couramment les diviseurs de puissance en sortie des VCO pour aiguiller le signal vers la sortie utilisation proprement dite et vers le prédiviseur ou synthétiseur. Le PLL est donc un très bon exemple de la mise en oeuvre pratique du diviseur de puissance. Le schéma de la figure 3 représente un cas concret et rencontré de mauvaise utilisation du diviseur. L'idée de base est de disposer d'une prise test ! D'un point de vue industriel l'idée peut être intéressante mais on ne peut pas faire n'importe quoi si l'on souhaite conserver une adaptation. Il est évident que lorsque l'appareil de mesure d'impédance d'entrée 50 Ohms est connecté, on voit 50 Ohms dans les deux sens aux noeuds 1, 2 et 3 du circuit. Si l'appareil de test ou de contrôle est absent, ce qui est en général le cas, le système est complètement désadapté, ce qui génère évidemment des problèmes de TOS puisque la ligne est ouverte au noeud 3. Avec le schéma de la figure 3, la situation n'est pas totalement désespérée. Un atténuateur va nous permettre de masquer légèrement l'absence ou la présence de la charge. La solution est donnée à la figure 4. Un atténuateur 40dB est intercalé entre la prise test et la sortie du diviseur. Si l'appareil de mesure est présent, l'impédance vue du noeud vaut exactement 50 Ohms. Si l'appareil de mesure est absent l'impédance vue du noeud 3 vaut 50,9 Ohms ce qui ne constitue pas vraiment une désadaptation. Le même calcul peut être fait avec un atténuateur de 20dB. On obtient 50 Ohms en présence de la charge et 61 Ohms en absence de charge. Cette solution est intéressante et peu coûteuse : quelques résistances, une perte de 6dB dans la chaîne de traitement et une sortie test -20dB. Nous en terminerons sur le chapitre des diviseurs par un cas où ceux-ci auraient dû être utilisés et ne l'ont pas été. L'auteur de cette erreur nous a demandé de calculer et simuler trois filtres 50 Ohms, passe-bande TV III, IV et V, passe-bande TV III et V, passe-bande TV IV et V sans nous donner de plus amples précisions sur la destination finale de ces filtres. A partir de gabarits, la synthèse et le calcul de ces filtres ne posent pas de problè-

me. Le problème résidait alors dans le branchement de ces filtres par l'utilisateur qui avait purement et simplement adopté le schéma de la figure 5. En sortie le résultat n'était pas du tout celui qui était escompté mais cela n'avait rien de surprenant. La première réaction consiste à placer un diviseur de puissance, et il faut faire le sacrifice de 6dB. Cette première précaution est nettement insuffisante. Hors bande l'impédance d'entrée du filtre sera très différente des 50 Ohms que l'on estime ramener à la sortie du diviseur. Les deux filtres vont donc mutuellement se perturber, les fonctions de transfert ne seront certainement pas celles escomptées. On peut bien sûr appliquer le même remède que précédemment, intercaler entre les sorties du diviseur et les entrées des filtres un atténuateur de 20dB qui va limiter les dégâts. La meilleure solution est aussi la plus chère et consiste à placer entre les sorties du diviseur et les entrées des filtres un amplificateur d'isolement, cette solution est représentée à la figure 6. Les deux amplificateurs d'isolement AI sont évidemment adaptés 50 Ohms en entrée et en sortie.

Voilà donc quelques exemples concrets et réels qui montrent clairement ce qu'il ne faut pas faire. Il y a finalement un piège archi classique dans lequel il faut absolument éviter de tomber et nous allons l'aborder rapidement.

Munis de tout un tas de très bonnes raisons vous concevez un circuit dans les règles de l'art. Diviseur, atténuateurs, amplificateurs, filtres, blindages etc. Un intervenant extérieur, ou peut être vous-même, examine ensuite le produit d'un point de vue financier. De cette analyse il ressort évidemment que le produit est trop cher. Il est trop cher pourquoi ? Parce que le concepteur s'est trompé bien entendu. C'est lui qui place des amplificateurs qui compensent les pertes des diviseurs, filtres adaptés et atténuateurs. A cet instant vous êtes donc tenté de faire des sacrifices et tenté par un compromis performances/prix. Ne vous laissez pas attirer par le chant des sirènes. Vous savez bien que dans un montage électronique si un ou plusieurs composants peuvent semer la pagaille, ils le feront. Après l'établissement du synoptique il vient naturellement le dessin du schéma de principe puis finalement l'implantation et c'est là que les choses se gâtent.

L'IMPLANTATION EN HF

Nous arrivons là sur un problème particulièrement épineux. Il y a évidemment beaucoup de choses à dire, nous

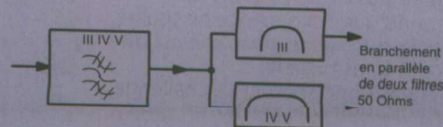


Figure 5

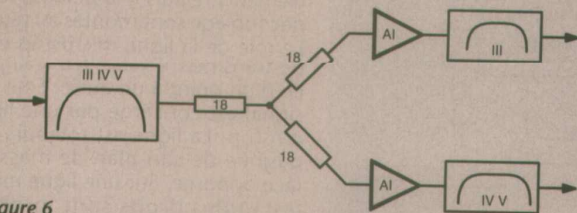


Figure 6

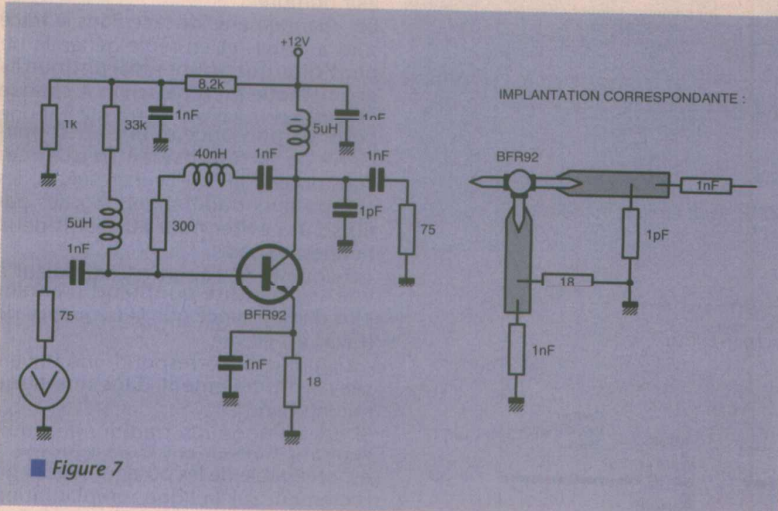


Figure 7

rons que l'émetteur est parfaitement relié à la masse par un réseau 18 Ohms-1nF. Dans un deuxième temps une self parasite de 40nH est incluse dans le circuit d'émetteur. Les deux fichiers source Spice sont donnés en annexe et les courbes jointes (en fin d'article) montrent clairement les dégâts occasionnés par la self parasite. Dans le premier cas la bande passante à -3dB vaut 750MHz. Dans le deuxième cas la bande passante est réduite à 75MHz - d'un facteur 10. Evidemment nous avons choisi cette valeur pour bien mettre en évidence le phénomène. Rien ne vous empêche de modifier cette valeur avec 5 ou 10 nH et établir les différences. Si l'on veut pousser l'analyse un peu plus loin, on pourra aussi s'intéresser à l'impédance d'entrée. Finalement les composants L et C sont considérés comme parfaits en UHF ce qui n'est hélas pas le cas. D'autres essais peuvent être envisagés pour modéliser les selfs et les condensateurs et espérer obtenir un résultat le plus proche possible de la réalité.

Lignes microstrip

Une ligne microstrip est représentée à la figure 8. Pour faire une telle ligne il faut un circuit imprimé double face. La ligne est indissociable du plan de masse. L'impédance caractéristique de la ligne est jointe à la figure 8 extraite

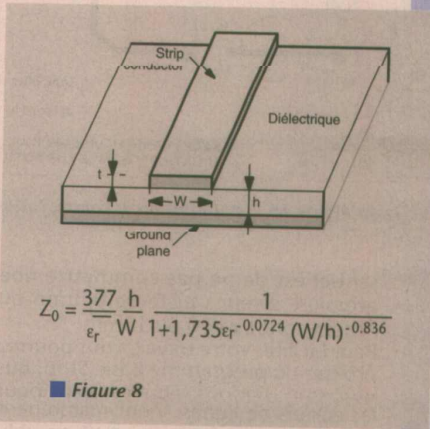


Figure 8

allons essayer d'être le plus complet en essayant de ne pas tomber dans une complexité outrancière, notamment sur le sujet des lignes.

En HF lorsque le problème de dysfonctionnement est dû à un problème d'implantation, ceci signifie qu'il n'y a pas de conformité entre le schéma de principe et la réalisation pratique. Dans ce domaine la CAO n'a rien arrangé, elle aurait même tendance à faire plus de dégâts, mise entre de mauvaises mains. Nous avons commencé à traiter le problème CAO, continuons donc sur ce terrain. La situation classique aujourd'hui est la suivante : d'un côté le concepteur établissant son schéma de principe et de l'autre côté l'implanteur prenant la relève du concepteur. Si le concepteur et l'implanteur ne font qu'un, il n'y a en principe pas de problème ; mais personne n'est à l'abri d'une erreur et les pièges sont nombreux. L'implantation assistée par ordinateur n'assure qu'une conformité électrique entre le schéma et le circuit imprimé. Cette conformité est valable en continu mais il n'y a aucune prise en compte des régimes HF.

Pour illustrer cette caractéristique, regardons le schéma de principe de la figure 7 : amplificateur large bande bâti autour d'un BFR 92. Au schéma de la figure 7 nous avons associé l'implantation type qu'il faut éviter ; remarquez qu'il n'y a pas d'erreur électrique. L'implantation ne correspond pas au schéma électrique car des selfs parasites ont été introduites dans l'émetteur et dans le collecteur.

Ces deux selfs vont avoir une répercussion sur le gain de l'amplificateur et sur sa réponse en fréquence. Remarquez finalement que nous avons considéré

que les trois composants 1nF, 1pF et 18 Ohms étaient parfaitement réunis à la masse ou réunis à une masse parfaite ce qui sera l'objet d'un autre débat. De cette expérience quelle est la première leçon qu'il faut extraire ?

Si l'on implante en CAO un circuit HF, il faut impérativement comprendre le schéma de principe. Cette compréhension est indispensable pour assurer un bon placement des composants. Cette condition n'est pas nécessaire s'il s'agit d'une circuiterie TTL ou CMOS à des fréquences basses. Quant à l'auto-roulage, envisageable en logique «lente», n'en parlons même pas en HF. De cette expérience on peut tirer une deuxième leçon, moins évidente que la première mais toute aussi importante.

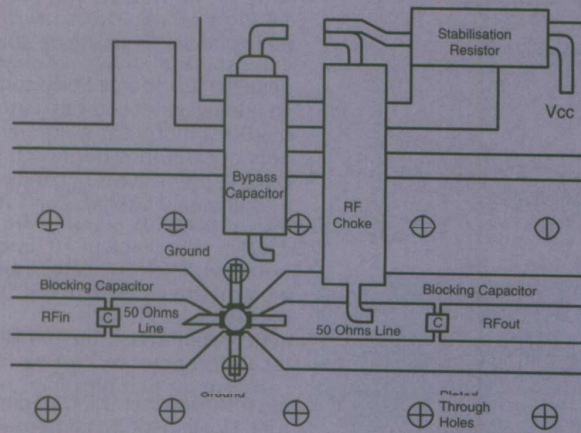
Au cours du placement d'un ensemble complet : amplificateurs, filtres, mélangeurs, VCO etc. on peut constater que des composants proches sur le schéma et profitant donc d'un même découplage se retrouvent sur le circuit imprimé fort éloignés. Un découplage supplémentaire peut s'imposer. En CAO ceci se traduit par un aller et retour permanent entre le schéma de principe et l'implantation. Cet aller et retour ne peut s'envisager que si l'on maîtrise et comprend le fonctionnement de chaque sous-ensemble.

Chaque sous-ensemble ne devra donc pas être considéré comme parfait, mais plutôt imparfait comportant des éléments parasites. Ce sont ces éléments qui vont nous intéresser dans le prochain paragraphe.

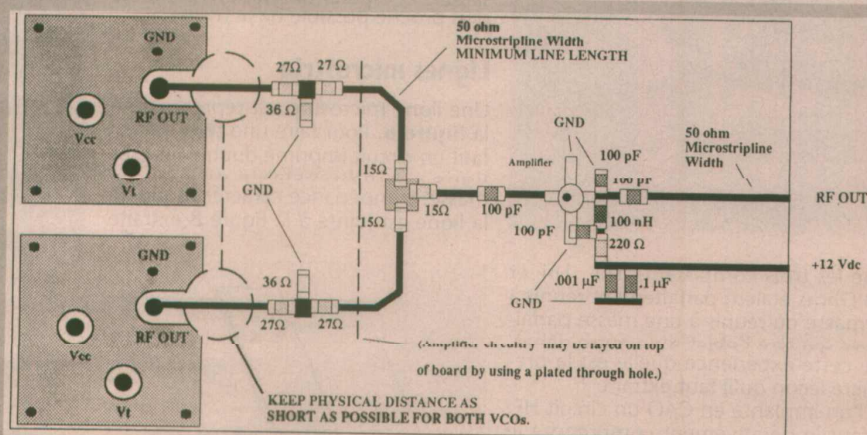
Pour vous convaincre de l'effet nuisible de la self, nous avons simulé l'amplificateur équipé d'un transistor BFR 92. Dans un premier temps nous considé-

de l'ouvrage : High Frequency Amplifiers par CARSON.

Cette formule, comme toutes les autres du même genre, est très peu pratique. En fait ce que l'on cherche à déterminer c'est W (largeur de piste) pour h, t, εr et Zo. En fait l'amateur propose le calcul de Zo en fonction de tous les autres paramètres. En général on ne cherche pas à établir la relation W = f(h, t, εr, Zo) et on se contente soit des abaques soit de programmes simples travaillant par approximation. Avant tout une première remarque. Imaginons que pour des paramètres donnés h, t, εr et Zo, on obtienne une largeur de 2,7mm. Il est totalement inutile de chercher la précision sur cette valeur. Les diverses tolérances sur h, t et εr sont telles qu'aucune catastrophe n'est prévisible si W vaut 2,5 ou même 2,9mm. Il faut évidemment tenir compte des diverses tolérances, notamment au cours de la gravure et l'es-



■ Figure 9 : implantation typique MMIC Mini Circuits ou Advantek.



■ Figure 10 : implantation et commutation de VCO ZCOM

sentiel est de ne pas commettre une grossière erreur : piste de 0,3mm ou l'excès contraire 10 ou 15mm.

Pour faciliter votre travail, vous pourrez profiter du programme Basic Strip. Bus que nous utilisons régulièrement pour les calculs de lignes. Vient maintenant la question classique : où doit-on utiliser les lignes microstrip ? Pour illustrer cet exemple nous avons pris deux cas très différents et pleins d'enseignements.

Le schéma de la figure 9 représente l'implantation vivement recommandée d'un MMIC MINI CIRCUITS ou Advantek : amplificateur MSA, MAR ou MAV. Les lignes microruban ou microstrip apparaissent clairement en entrée et sortie de l'amplificateur. A partir de cette implantation on peut noter plusieurs points, évidents pour les familiers de HF ou UHF et beaucoup moins évident pour les autres.

Premièrement : les lignes microstrip sont rectilignes.

Deuxièmement : les lignes microstrip ne sont pas percées ; on utilise des composants CMS, la self de choc est soudée sur la ligne sans la traverser. Troisièmement : la masse de l'amplificateur est reliée au plus court : trous métallisés au plan de masse. Revoir

éventuellement le schéma de la figure 7 : introduction d'une self parasite. Ce premier exemple montre comment user des lignes microstrip. Attention user ne veut pas dire en abuser. Nous avons eu l'occasion de voir un design un peu particulier. Le concepteur et l'implanteur avaient, c'est certain, entendu parler de lignes microstrip et avaient connaissance des formules. Dans le doute, toutes les pistes du circuit, correspondant à un microstrip 50 Ohms. Toutes les pistes, y compris les pistes d'alimentation, ce qui n'avait bien sûr aucun sens.

Le deuxième exemple est donné à la figure 10 et comme le premier, il est plein d'enseignements. Cet exemple est issu d'une note d'application ZCOM relative à la commutation de deux VCO. On remarque premièrement les deux atténuateurs 27/27/36 et le diviseur - utilisé ici en combineur de puissance. Le préambule sur les atténuateurs et diviseurs ne vous aurait pas convaincu !

Les lignes microstrip apparaissent clairement et deux trajets sont orthogonaux. Un angle de 90° doit être considéré comme interdit et est remplacé par deux angles à 45°. L'implantation du MMIC est légèrement différente de

celle de la figure 9. A la figure 10 les éléments relatifs à la polarisation et au découplage sont montés au plus court. Le rôle de la ligne microstrip est donc de transmettre « au mieux » la puissance d'un point à un autre. Seul le trajet signal est concerné par une ligne microstrip. La ligne est toujours accompagnée de son plan de masse sur la face opposée. Sur une ligne microstrip les angles droits sont interdits, les angles à 45° tolérés et dans la mesure du possible on cherchera à minimiser leur nombre.

Les changements de face dans le tracé sont à éviter, et en règle générale on peut dire que toute « discontinuité » géométrique est à proscrire. A chaque défaut la prix à payer se traduit par une perte de puissance et une « déformation » de la réponse en fréquence. Pour obtenir les meilleurs résultats, les composants traditionnels (sorties par fil) sont à éviter pour au moins deux bonnes raisons :

- chaque fil de liaison est équivalent à une self parasite qui prend d'autant plus d'importance que la fréquence de travail est élevée.

- à chaque fil correspond une traversée, éventuellement dans une ligne microruban.

Si des composants traditionnels doivent impérativement être employés, il est préférable de les poser et souder directement sur la ligne : implantation de la self de choc de la figure 9. Les meilleurs résultats sont donc obtenus avec des composants CMS : composants actifs et composants passifs. Les composants participant à la polarisation sont soudés au plus court, le tracé a peu d'importance dans le cas d'une polarisation de base ou grille par exemple.

Les différents étages sont reliés entre eux par des lignes adaptées. Si deux étages sont extrêmement proches, la ligne n'est pas forcément une ligne 50 Ohms, nous développerons ce point ultérieurement. Cette suite de règles n'est pas toujours facile à respecter. Dans bien des cas, on est en présence d'un mélange de composants CMS et de composants classiques. Comme dans bien des domaines il faut donc faire des concessions, adopter des compromis, et en conséquence savoir que l'on perdra 1dB par-ci 1dB par-là.

La compréhension du schéma est ici un élément majeur dans le choix du compromis : où vaut il mieux perdre le dB ?

A l'entrée, à la sortie, quel étage est-il le plus critique ?

Evidemment chacun sait que les étages d'entrée sont critiques. Mais n'est-il pas aussi important de soigner un étage amplificateur limiteur FI précédé par un filtre à ondes de surface ayant une perte d'insertion de 28dB ? L'analyse du problème doit être fine et l'aller et retour permanent entre le schéma de principe et l'implantation. Nous avons vu que lorsque la ligne microruban était adaptée, nous étions dans le cas d'une ligne de transmission quasiment sans perte. Les lignes peuvent aussi être, sous certaines conditions, assimilées à des constantes loca-

lisées. Ceci peut avoir autant d'intérêt que de désagréments comme nous allons le voir.

Filtre à lignes

Un filtre à lignes aura par exemple l'allure du filtre représenté à la figure 11. Cette figure regroupe le schéma électrique équivalent du filtre et le tracé du circuit imprimé concrétisant ce filtre. A la figure 11 on constate qu'une ligne étroite est équivalente à une self et une ligne large à un condensateur. Nous reviendrons dans quelques instants, sur les qualificatifs étroite et large qui méritent quelques précisions supplémentaires.

Ces précisions ne peuvent être données qu'après un bref rappel sur les lignes de transmission.

Munis de la relation permettant d'obtenir l'impédance caractéristique de la ligne, nous pouvons avancer dans la définition du filtre. On suppose que le filtre s'intégrera dans un système 50 Ohms.

Dans ces conditions, une ligne, d'impédance caractéristique élevée, environ 200 Ohms, sera équivalente à une self ayant pour valeur :

$$L = \frac{Z_0 l}{v} \quad (3)$$

Cette impédance caractéristique de 200 Ohms est obtenue avec une largeur de piste dépendant de ϵ_r et par exemple pour de l'époxy G10 courant on aura W valant environ 0,1 mm. A l'inverse une ligne d'impédance caractéristique faible : 10 à 20 Ohms, sera équivalente à un condensateur ayant une valeur :

$$C = \frac{l}{v Z_0} \quad (4)$$

Dans les relations précédentes :

$v = c/\sqrt{\epsilon_r}$ où v est la vitesse de propagation de l'onde dans le milieu.

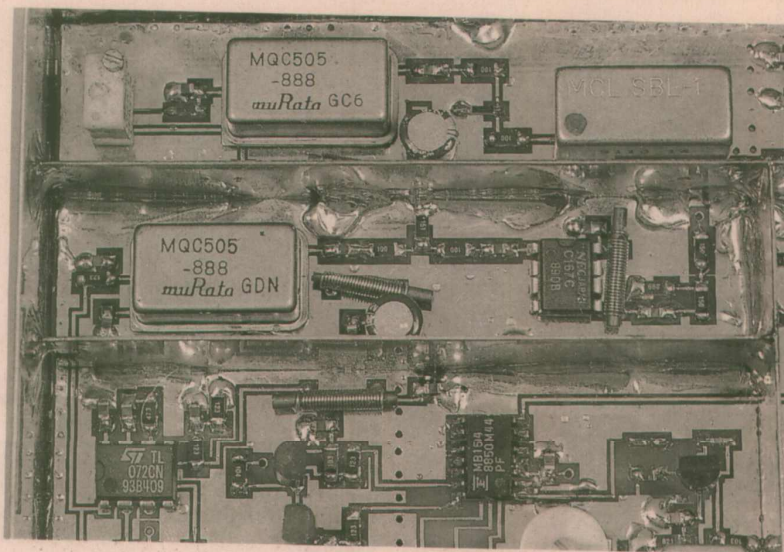
En combinant les deux relations précédentes (3) et (4) et les deux relations donnant l'impédance caractéristique (1) et (2), on obtient directement des valeurs de L et de C en fonction des dimensions du ou des motifs.

Les calculs essentiels sont regroupés dans le tableau de la figure 18. Dans le prochain paragraphe nous donnerons un exemple de mise en oeuvre de ces résultats. Il est évident que ces relations ne sont pas d'un emploi facile. Avant d'envisager une réalisation pratique l'élaboration d'un programme de calcul est quasi-obligatoire. Ce programme devra successivement :

- calculer l'impédance caractéristique en fonction des paramètres dimensionnels et en fonction du matériau.
- calculer les longueurs de ligne pour les selfs.
- calculer les longueurs de lignes pour les condensateurs.

Calcul pratique d'un filtre à lignes

Que le filtre soit un filtre LC à lignes ou LC localisé ne change en rien la procédure habituelle. Cette procédure se décompose en étapes :



- détermination de l'ordre et du type de filtre

- recherche des coefficients dans les tables ad-hoc

- dénormalisation des coefficients donnant les valeurs finales

- approximation des selfs et condensateurs en lignes en court-circuit ou en lignes ouvertes.

Le filtre de la figure 11 se prête parfaitement à une application pratique

d'un filtre de Cauer d'ordre 6. Pour ce filtre nous pouvons avoir :

$$l_1 = 1,036 \quad l_3 = 1,398 \quad l_5 = 1,244$$

$$l_2 = 0,2515 \quad l_4 = 0,4401 \quad c_6 = 1,256$$

$$c_2 = 1,227 \quad c_4 = 1,196 \text{ (en relatif)}$$

Si l'on destine ce filtre à un système 50 Ohms et une fréquence de coupure de 900 MHz, nous aurons :

$$l = \frac{R}{\omega} = 8,84 \text{ nH} \text{ et } c = 1/R\omega = 3,53 \text{ pF.}$$

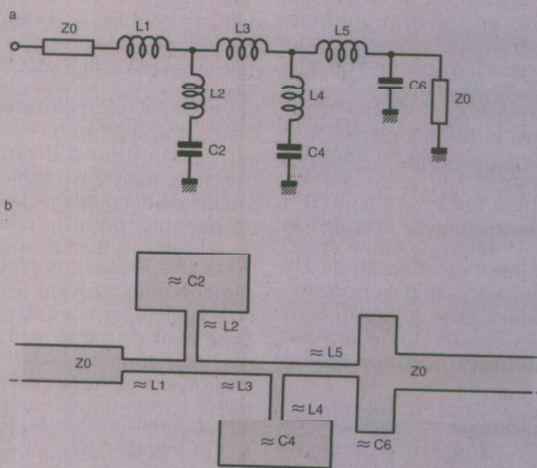


Figure 11 : filtre à lignes avec son homologue à constantes localisées en a.

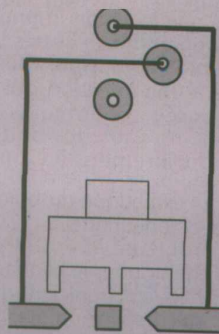


Figure 12 : «Double implantation» à proscrire.

Les deux fréquences de réjection infinie se situent à :

$$\omega_2 = 1620 \text{ MHz et } \omega_4 = 1240 \text{ MHz.}$$

Les valeurs de self sont obtenues en multipliant les coefficients l_i par l et pour les condensateurs on multiplie les coefficients c_i par c .

$$l_1 = 9,15 \text{ nH}$$

$$l_2 = 2,22 \text{ nH}$$

$$c_2 = 4,33 \text{ pF, etc.}$$

Cette technique est applicable de quelques centaines de MHz jusqu'à plusieurs GHz. Les valeurs de selfs et condensateurs étant directement proportionnelles à la longueur de la ligne, il est clair que plus la fréquence est élevée plus le filtre est miniature.

Il faut noter que pour la self, la constante diélectrique intervient assez

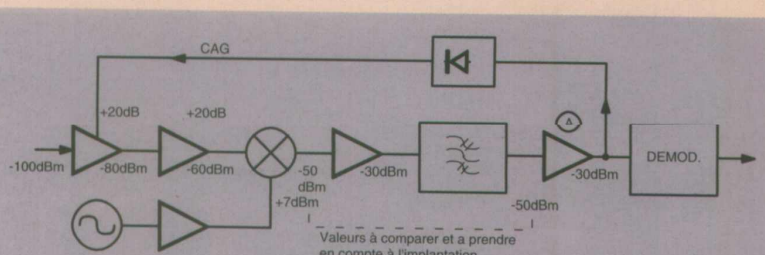


Figure 12 : synoptique d'un récepteur FM large bande - un changement de fréquence. Exemple : récepteur FM vidéo 400 MHz.

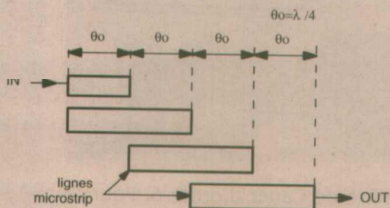


Figure 14 : Couplage entre lignes mis à profit pour la réalisation d'un passe-bande étroit.

peu et l'on obtient un coefficient assez voisin de 1nH/mm -1 nanohenry par millimètre.

Au contraire pour le condensateur la constante diélectrique ϵ_r intervient directement. Sur un substrat alumine d'épaisseur 0,8mm, pour une ligne de 10mm de largeur la capacité linéique vaut environ 1,25pF/mm, pour le substrat classique époxy G10 d'épaisseur 1,6mm et avec la même largeur que précédemment, la capacité linéique vaut 0,37pF/mm.

Si l'on cherche à réduire l'encombrement du filtre on utilisera un substrat en alumine ou duroïd de faible épaisseur : 0,8mm avec un ϵ_r voisin de 10. Cette miniaturisation se paie nécessairement par un contrôle du dessin et de la gravure, les erreurs ne devant pas dépasser quelques dizaines de microns.

L'emploi de ces matériaux rares et chers ne se justifie pas dans le cadre de l'émetteur TV 1300MHz et le dessin des filtres à lignes a été optimisé pour un substrat classique : époxy G10, $\epsilon_r = 4,9$ environ - épaisseur 16/10 -. Est-il besoin de préciser que le motif des filtres ne supporte pas la transposition sur un autre matériau ou sur le même matériau d'épaisseur différente ?

En résumé on retiendra qu'une ligne d'impédance caractéristique élevée peut être assimilée à une self si la ligne est «suffisamment longue» et qu'une ligne d'impédance caractéristique faible pourrait être assimilée à un condensateur si sa longueur est «suffisamment courte».

Cette caractéristique est un atout lorsqu'elle est utilisée pour la réalisation de filtres. Mal comprise et mal utilisée, cela peut par contre entraîner des inconvénients majeurs. Reprenons le cas de notre amplificateur à BFR 92. Une ligne très courte avec Z faible se traduit par une capacité parasite qui, si elle est

placée en sortie sur le collecteur, aura un effet catastrophique sur la réponse en fréquence. A ce stade de la démonstration vous comprendrez certainement que l'auteur du circuit imprimé de la figure 12 ayant prévu une «double implantation» avait commis une sévère blague. Une fois de plus il ne faut pas réfléchir en termes de continuité électrique en régime continu mais associer chaque tracé à une ligne de transmission ou une équivalence en éléments localisés ou répartis.

Plan de masse

En HF, VHF, UHF le plan de masse est impératif. Nous avons vu qu'il ne pouvait pas y avoir de lignes de transmission sans plan de masse. Une fois encore, et ce n'est certainement pas la dernière : oubliez la continuité en régime continu. Si le port d'un composant doit être relié à la masse il doit y aller directement, sans détours et surtout pas via une ligne assimilable à une self. Ceci est valable pour les composants actifs, émetteur d'un transistor par exemple, mais aussi pour les condensateurs de découplage. Dans la mesure du possible, pour un circuit imprimé double face, le plan de masse coté soudures sera le plus complet possible, les alimentations peuvent éventuellement être véhiculées sur cette face. Un second plan de masse sera mis en place coté composants et les deux plans devront communiquer par des trous métallisés en de nombreux points. Revoir éventuellement la note d'application Mini-Circuits.

Rôles des blindages

Dès que les montages HF sont légèrement complexes vous avez sans doute remarqué que le circuit imprimé était fait de compartiments et très souvent ceux-ci sont blindés. Nous allons donc répondre à une question qui nous a déjà été posée : pourquoi vos montages sont-ils dans des boîtiers en tôle ? Contrairement à l'auteur de cette question, nous ne nous intéressons pas à l'esthétique du boîtier mais à son aspect fonctionnel.

Premier problème à résoudre : quel matériau choisir pour le blindage et où se fournir ? Les électroniciens que nous sommes ne disposent que de peu d'outils pour souder et ce uniquement à l'étain. Ceci élimine bon nombre de matériaux. Il reste au moins trois matériaux soudables à l'étain et efficaces en

tant que blindage : le cuivre rouge, le laiton et la tôle d'acier à condition qu'elle soit étamée. Le choix de l'un ou l'autre de ces matériaux dépend essentiellement de la fréquence de travail, de l'efficacité recherchée et du coût. Si la fréquence de travail est basse, l'efficacité exigée importante, le choix du cuivre s'impose, l'épaisseur du blindage sera importante et par conséquent poids et coût suivront la même courbe. Plus la fréquence de travail est élevée plus on peut se contenter de matériaux minces. En VHF et UHF la tôle d'acier étamée de 5/10 dont nous faisons un usage quasi quotidien est un bon compromis performances/coût. Où se fournir ? il y a évidemment de très nombreuses sources et il suffit de feuilleter les «pages jaunes». A Paris, WEBER, 3 rue de Poitou, est bien connu pour ses stocks importants de matériaux en épaisseurs diverses. Comme cet amateur, rencontré il y a fort peu de temps chez ce fournisseur, n'oubliez pas de préciser que vous voulez de la tôle d'acier ETAMÉE qui est vulgairement nommée fer blanc. Cet amateur a bien failli repartir avec une tôle d'acier non traitée et grande aurait été sa déception en tentant une soudure à l'étain.

Nous savons maintenant qu'il faut utiliser soit du cuivre, soit du fer blanc selon ses moyens et que le fer blanc de 5/10mm d'épaisseur se travaille fort bien avec soit des cisailles soit des ciseaux d'électricien. Il faut un fer assez chaud pour faire une soudure propre et continue, un fer de 150W est un minimum. Tout cela ne nous dit pas pourquoi les blindages sont nécessaires. C'est ce que nous allons voir grâce au schéma de la figure 13 qui représente le synoptique d'un récepteur TV en FM proche de celui que nous vous avons proposé il y a quelques temps.

Sur ce synoptique nous avons fait figurer le niveau de puissance à l'entrée et à la sortie de chaque sous-ensemble. Pour simplifier nous avons considéré que le mélangeur avait une perte de conversion de 10dB et le filtre une perte d'insertion de 20dB. Ces valeurs ne sont pas tout à fait exactes mais nous importe car une précision supplémentaire n'aurait aucun intérêt et ne résoudrait pas le problème qui va nous préoccuper.

Supposons que l'on cherche à recevoir une fréquence de 430MHz et que la FI vale 140MHz, l'oscillateur local peut être calé sur 570MHz. Un signal à 570MHz est fourni (+7dBm) au mélangeur. Dans les conditions minimales de réception on récupère -50dBm en sortie du filtre FI. Ces deux valeurs +7dBm et -50dBm sont à comparer ! Physiquement ces deux points sont proches, ils ne sont séparés que par deux étages. Sans compartiment une partie de la puissance sera propagée par rayonnement par exemple entre l'entrée OL du mélangeur et la sortie du filtre FI.

Dans la pratique ceci revient à dire qu'à l'entrée de l'amplificateur A on est en présence, non pas d'une seule raie mais au moins deux : FI + OL. Ceci peut être extrêmement gênant pour de multiples raisons et principalement

l'intermodulation. En effet dans les étages FI en FM on amplifie et on écrête, la caractéristique est donc non linéaire.

La non-linéarité citée plus haut provoquera des phénomènes d'intermodulation et donc la génération de raies $\pm mFI \pm nOLI$. Pour que le système fonctionne, la première solution consiste à limiter le gain des amplificateurs ou employer des amplificateurs particulièrement linéaires. Ceci se fait bien sûr au sacrifice des performances en réduisant la sensibilité.

La meilleure solution consiste évidemment à blinder d'une part l'oscillateur local et d'autre part la chaîne d'amplification FI. Dans ce cas on suppose que tout est rentré dans l'ordre à condition qu'il n'y ait pas de propagation par les lignes d'alimentation par exemple. Dernier piège à éviter, au cas où certains d'entre vous auraient encore des doutes : il ne s'agit pas ici de se poser la question suivante : blindage ou plan de masse ?

La réponse c'est fromage et dessert ! Le blindage ne se suffit pas à lui-même en tant que cloison interétages. Soyons bien clair, il faut associer PLAN de masse ET trous métallisés réunissant les plans de masse ET cloisons interétages. Pour de meilleurs résultats les compartiments seront « étanches » au maximum. Dans la mesure du possible les entrées et sorties sont équipées de connecteurs prévus pour la fréquence de travail, les alimentations véhiculées par des bypass.

Découplage des alimentations

A partir d'un fichier SPICE décrivant un amplificateur, même BF, il doit être assez facile de mettre en évidence les problèmes liés à des mauvais découplages d'alimentation. Un amplificateur sélectif devrait particulièrement bien se prêter à cette démonstration. Le simulateur, pour son analyse en régime alternatif considère que les lignes d'alimentation GND et VCC sont en court-circuit.

Pour simuler un défaut de découplage il suffit de supprimer ce court-circuit HF, c'est à dire positionner une self en série dans l'alimentation. Nous avons vu l'effet de la self dans la masse, dans l'alimentation les effets sont identiques. Le rôle du découplage est double.

Premièrement pour un étage donné, il doit assurer un court-circuit HF entre l'alimentation et la masse. Attention un vrai court-circuit, HF : sans self dans les liaisons. Pour cette raison le condensateur de découplage doit être placé au plus près. Si ce condensateur est relié par deux microstrip de 30mm de long et 0,1mm de large, c'est inutile il ne sera d'aucun secours au delà de quelques dizaines de MHz. Pour cette même raison les condensateurs à sortie par fils sont dans la mesure du possible à banir au profit des condensateurs CMS.

De la fréquence de travail dépendra le choix du condensateur, de sa qualité et de son prix. Par priorité, contrôlez les

découplages et ne dites pas : si, si, j'ai tout contrôlé et tout découplé par des condensateurs de 10 μ F ! En HF pour des découplages d'alimentation des condensateurs de 1 à 100nF maximum suffisent (les électrochimiques présentent une self et une résistance série importantes). Dans les cas difficiles il est quelquefois nécessaire, à un même nœud de prévoir plusieurs condensateurs : par exemple 10nF en parallèle avec 100pF. Le deuxième rôle du découplage d'alimentation est d'éviter que la ligne d'alimentation puisse, à tort, être utilisée comme véhicule de propagation du signal. Pour cette raison, aux condensateurs de découplage sont associés des selfs, dites de choc ou d'arrêt.

Dans ce domaine l'erreur la plus fréquente consiste à penser que plus la fréquence de coupure du filtre ainsi constitué sera basse, meilleur sera le résultat. Ceci est faux car le raisonnement conduit à des valeurs de self élevées. Les selfs sont des éléments physiques particulièrement imparfaits et

leur choix doit être fait en fonction de la fréquence.

Si l'on veut d'excellents résultats, on peut associer différents types de self en série en réalisant dans l'alimentation un filtre passe-bas en PI.

Couplage entre lignes

Lorsque deux lignes microstrip sont côte à côte il y a couplage entre les lignes. Cote à cote peut signifier parallèle mais ce n'est pas la seule et unique condition pour qu'il y ait couplage. Nous ne nous étendrons sur ce sujet, de très bon ouvrages anglo-saxons seront cités en référence. Un couplage entre lignes peut être volontaire pour réaliser soit un coupleur -il fallait s'y attendre- soit un filtre comme le montre la figure 14. Le design ou la conception de ce filtre n'est d'ailleurs pas si simple que cela. Même si vous ne connaissez pas ce filtre vous êtes nombreux à en posséder un dans votre

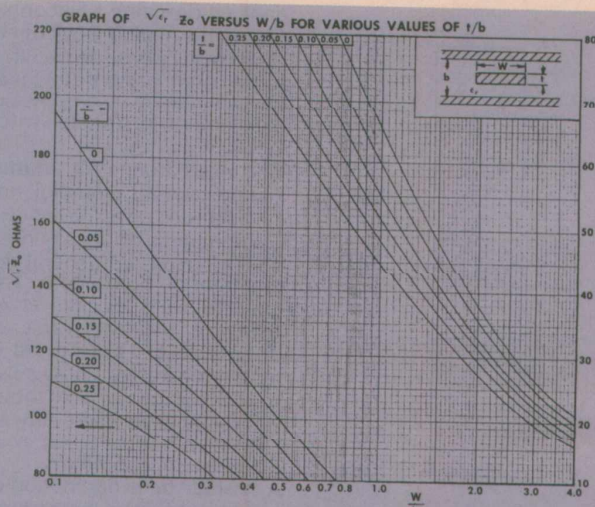
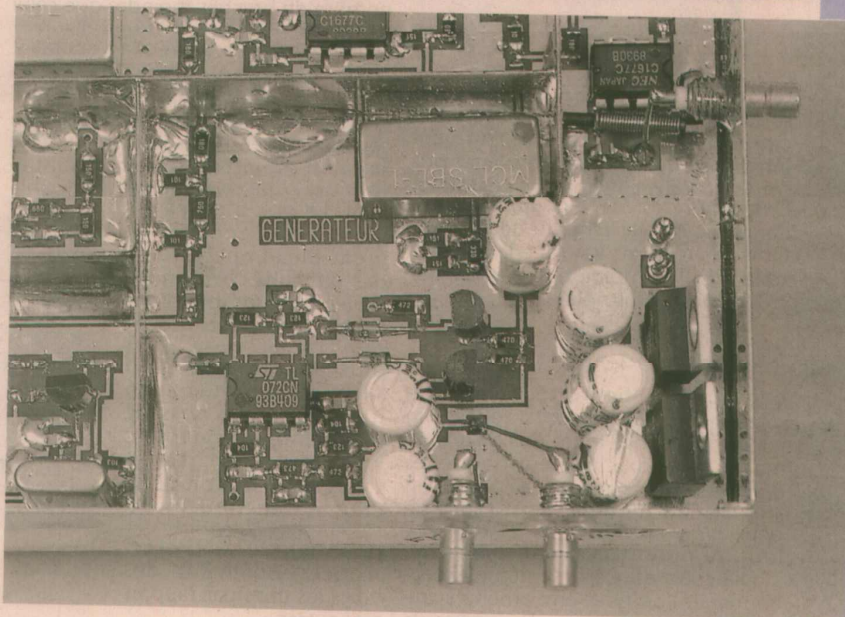


Figure 15 : abaque pour calculer un strip line.



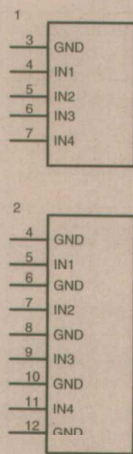


Figure 16 : deux configurations de brochage pour les commutateurs vidéo.

tête de réception pour télévision par satellite. Ecartons donc le cas où le couplage est volontaire car on peut imaginer que le concepteur aura pris toutes les précautions nécessaires. Dans bien des cas le couplage entre lignes est involontaire ou quasi inévitable, nous allons voir que la solution réside dans l'emploi, non plus de microstrip mais de stripline.

Stripline

L'abaque de la figure 15 montre premièrement ce qu'est un stripline : un conducteur pincé entre deux plans de masse, et deuxièmement donne les courbes permettant de calculer W en connaissant b, t et ϵ_r . Il est clair que pour être en présence d'un stripline, il faut au moins un circuit imprimé TROIS couches. Ceci n'a rien d'exceptionnel et l'on peut être amené à travailler avec un plus grand nombre de couches : 6 ou 8. Pour montrer à quel point le stripline n'est pas inutile nous allons prendre un cas bien concret et très facilement compréhensible, celui des grilles dites grilles de commutation vidéo.

La grille de commutation vidéo est l'équivalent du «standard» pour le téléphone. Une grille de commutation peut recevoir M entrées vidéo et délivre les signaux sur N sorties. Exemple d'utilisation, vidéo 5 envoyée sur sortie 15 et simultanément vidéo 12 sortie 4 etc. Les seules combinaisons interdites sont bien sûr une sortie recevant plusieurs vidéo simultanément. Les grilles de commutation avec M et N quelquefois très grands -plusieurs centaines- sont monnaie courante en vidéo professionnelle. Noter que votre commutateur Péritel, si vous en possédez un, est une grille -sommaire certes- mais c'est une grille qui peut comporter jusqu'à 5 entrées et 2, 3 ou 4 sorties. Pour résoudre les problèmes de commutation on a recours à des circuits intégrés spécifiques. Certains fabricants se sont taillés une solide réputation

dans ce domaine : Siliconix, Maxim, Gennum, Analog Devices etc. Ce qui caractérise ce type de circuit, c'est bien sûr sa bande passante lorsque le switch est fermé mais c'est aussi sa capacité d'isolement lorsque le switch est ouvert.

Ceci nous amène tout naturellement aux précautions d'emploi, notamment au tracé des pistes, avec ce genre de commutateur. Pour ce genre de circuit nous trouvons en général deux configurations de brochage du type le la figure 16. Dans les cas 1 et 2 la numérotation est arbitraire, seule la disposition des broches est importante. En général les entrées IN1, IN2 ... sont adaptées sur 75 Ohms, la ligne véhiculant la vidéo est donc soit un microstrip soit un stripline avec dans les deux cas $Z_0 = 75$ Ohms.

A ce stade de la description du problème «voyez vous le coup venir ?» A moins qu'il ne s'agisse du coût ! Le circuit intégré version 1 possède un nombre de broches moindre que celui de la version 2. Son coût sera d'autant plus raisonnable. Avec la version 2 chaque entrée est alimentée par un microstrip. Pour limiter le couplage entre les entrées, une ligne de masse sépare deux entrées successives. Cette solution est intéressante car compatible avec un circuit imprimé double face. Le prix à payer est bien sûr un encombrement plus important et des difficultés insurmontables si le nombre d'entrées/sorties est important. La version 2 est la plus intéressante d'un point de vue intégration mais il n'est pas possible d'alimenter directement les entrées par des microstrip car un couplage se crée automatiquement. Ce couplage dégrade évidemment les performances -isolement- des voies les unes par rapport aux autres.

Pour éviter, ou au moins réduire le couplage, nous avons recours à l'implantation de la figure 17. Les voies 1 et 3 sont alimentées par des striplines sur la couche 2 et les voies 2 et 4 par des striplines sur la couche 4. Le circuit imprimé dans notre exemple comporte 5 couches. On peut imaginer lui rajouter une couche alimentation ce qui nous amène à 6 couches. Pour limiter le couplage on a donc augmenté l'espacement entre les lignes. Cet espacement peut encore être augmenté si par exemple sur une face on passe une voie sur 3 ou sur 4. Le nombre de couches augmente évidemment en même temps.

La version 2 est donc plus intéressante pour sa compatibilité mais interdit un cir-

cuit double face. Ceci est notre dernier exemple essentiellement pratique où nous avons essayé de donner une justification aux règles d'implantation.

Il ne s'agit en aucun cas d'un article théorique sur les lignes, soyons bien clair mais nous aborderons le sujet prochainement. Nous terminerons par quelques conseils et recommandations, au cas où les quelques règles citées précédemment n'aient pas ou mal été mises en pratique.

RECOMMANDATIONS GÉNÉRALES

La toute première recommandation n'a rien à voir avec un circuit imprimé. Mais pitié nous ne voulons plus entendre : «j'ai entièrement pompé tel ou tel schéma de tel ou tel auteur et ça ne marche pas !» En aucun cas un schéma ne marche, éventuellement il peut fonctionner. Ce n'est finalement pas si grave, c'est ce que l'on appelle un abus de langage mais comment pensez-vous que quiconque puisse vous venir en aide avec si peu de détails :

Ça ne marche pas ! Le circuit est-il alimenté ? Avec sa tension nominale ? La consommation est-elle anormale ?

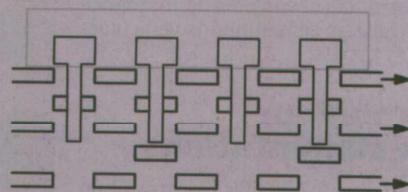


Figure 17 : implantation du commutateur avec Stripline.

$$L \equiv \frac{Z_0 l}{v}$$

ligne en court-circuit
inductance d'une ligne de longueur l
 Z élevée

$$C \equiv \frac{l}{vZ_0}$$

ligne ouverte
capacité d'une ligne de longueur l
 Z faible

$$v = \frac{c}{\epsilon_r}$$

$$Z_0 = \frac{377}{\epsilon_r} \frac{h}{W_{eff}} \frac{1}{1 + 1,735 \epsilon_r^{-0,0724} (W/h)^{-0,836}}$$

$$W_{eff} = W + \frac{t}{\pi} (\ln \frac{2h}{t} + 1)$$

$$\text{Si } A = 1 + 1,735 \epsilon_r^{-0,0724} (W/h)^{-0,836}$$

$$L = \frac{377 h}{W_{eff} A c}$$

$$C = \frac{\epsilon_r W_{eff} A}{c 377 h}$$

Figure 18 : formulaire de calcul des éléments L et C en microstrip.

```

20 PRINT»LARGEUR DU MICROSTRIP W EN mm»
30 INPUT W
40 PRINT»EPAISSEUR DU DIELECTRIQUE H EN mm»
50 INPUT H
60 PRINT»EPAISSEUR DU CONDUCTEUR T EN µm»
70 PRINT «T=35 MICRONS»
80 PRINT «T=70 MICRONS»
90 INPUT T
100 T=T/1000;REM T EST EN mm
110 REM CORRECTION DUE A L'EPAISSEUR DU CONDUCTEUR
120 B=LOG(((2*H)/T)+1)
130 WEFF=W+(T*B)/3.14159
140 PRINT»PERMITTIVITE Er DU DIELECTRIQUE»
150 PRINT»EPOXY G10 Er=4.9»
160 PRINT»AL2 O3 Er=9.6»
170 PRINT»DUROID Er=2.56»
180 PRINT»VERRE TEFLON Er=2.32»
190 INPUT ER
200 X=WEFF/H
210 A=1+1.733*(ER*(T*Z+0.001E-UZ))^(A*(-.856))
220 PRINT A
230 Z0=377/(SQR(ER)*X*A)
240 PRINT» IMPEDANCE CARACTERISTIQUE DU MICROSTRIP»
250 PRINT»Z0=»;Z0;»Ω»
260 PRINT»CETTE VALEUR EST ELLE CONVENNABLE (O),(N)»
270 INPUT R$
280 IF R$=»O» THEN 310
290 IF R$=»N» THEN 310
300 GOTO 10
310 PRINT «CALCUL DE LA VALEUR D'UN ELEMENT (V) OU DE LA LONGUEUR D'UNE LIGNE (L)»
320 INPUT R$
330 IF R$=»V» THEN 800
340 IF R$=»V» THEN 800
350 IF R$=»L» THEN 380
360 IF R$=»L» THEN 380
370 GOTO 310
380 PRINT «CALCUL D'UNE SELF (L) OU UN CONDENSATEUR (C)»
390 INPUT R$
400 IF R$=»L» THEN 450410 IF R$=»L» THEN 450420 IF R$=»C» THEN 620
410 IF R$=»C» THEN 620
440 GOTO 390
450 PRINT»VALEUR DE LA SELF EN nH»
460 INPUT L
470 LONG=.795*X*L*A;REM UNITE mm
480 CLS
490 PRINT»LA SELF EST EQUIVALENTE A UNE LIGNE DE LONGUEUR «
500 PRINT»L=»;L;»nH»
510 PRINT»LONG=»;LONG;»mm»
520 PRINT»W=»;W;»mm»
530 PRINT»H=»;H;»mm»
540 PRINT»T=»;T*1000;»µ»
550 PRINT»Er=»;ER
560 PRINT»Z0=»;Z0;»Ω»
570 PRINT»AUTRE CALCUL? SI OUI UNE TOUCHE SI NON (Q)»
580 INPUT R$
590 IF R$=»Q» THEN 1170
600 IF R$=»Q» THEN 1170
610 GOTO 450
620 PRINT»VALEUR DE LA CAPACITE EN pF»
630 INPUT C
640 LONG=(113.1*C)/(X*A*ER);REM UNITE mm
650 CLS
660 PRINT»LA CAPACITE EST EQUIVALENTE A UNE LIGNE DE LONGUEUR «
670 PRINT»C=»;C;»pF»
680 PRINT»LONG=»;LONG;»mm»
690 PRINT»W=»;W;»mm»
700 PRINT»H=»;H;»mm»
710 PRINT»T=»;T*1000;»µ»
720 PRINT»Er=»;ER
730 PRINT»Z0=»;Z0;»Ω»
740 PRINT»AUTRE CALCUL? SI OUI UNE TOUCHE SI NON (Q)»
750 INPUT R$
760 IF R$=»Q» THEN 1170
770 IF R$=»Q» THEN 1170
780 CLS
790 GOTO 240
800 CLS
810 PRINT»LA LONGUEUR EST EXPRIMEE EN mm»
820 PRINT»DONNER SA LONGUEUR»
830 INPUT LONG
840 PRINT»LA LIGNE EST ASSIMILABLE A UN CONDENSATEUR (C) OU UNE SELF (L)»
850 INPUT R$
860 IF R$=»C» THEN 910
870 IF R$=»C» THEN 910
880 IF R$=»L» THEN 1010
890 IF R$=»L» THEN 1010
900 GOTO 310
910 C=(LONG*A*ER)/113.1
920 PRINT»LONG=»;LONG;»mm»
930 PRINT»W=»;W;»mm»
940 PRINT»H=»;H;»mm»
950 PRINT»T=»;T*1000;»µ»
960 PRINT»Er=»;ER
970 PRINT»Z0=»;Z0;»Ω»
980 PRINT
990 PRINT»C=»;C;»pF»
1000 GOTO 1110
1010 L=LONG/(.795*X*A)
1020 PRINT
1030 PRINT»L=»;L;»nH»
1040 PRINT»LONG=»;LONG;»mm»
1050 PRINT»W=»;W;»mm»
1060 PRINT»H=»;H;»mm»
1070 PRINT»T=»;T*1000;»µ»
1080 PRINT»Er=»;ER
1090 PRINT»Z0=»;Z0;»Ω»
1100 GOTO 1110
1110 PRINT»AUTRE CALCUL? SI OUI UNE TOUCHE SI NON (O)»
1120 INPUT R$
1130 IF R$=»Q» THEN 1170
1140 IF R$=»Q» THEN 1170
1150 CLS
1160 GOTO 240
1170 END

```

Fichier STRIP.BAS

Ce n'est pas par hasard !

Ce n'est pas par hasard si, depuis plus de vingt ans, des centaines d'établissements d'enseignement et de recherche du Collège aux Grandes Ecoles nous accordent leur confiance et sélectionnent nos appareils pour l'équipement de leurs laboratoires.

Et vous ?

GENERATEURS

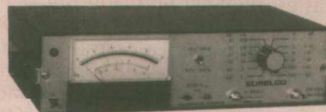


plus d'une douzaine de modèles
6082A - 5MHz - prix HT 3650F
6082B - 5MHz avec triple alimentation +15V -15V +5V - prix HT 4150F
6086A - 5MHz, affichage numérique, impulsions, rampes, balayage et déclenchement - prix HT 5495F
6081P - 5MHz programmable IEEE488 - prix HT 8790F
6086B - 5MHz avec générateur de bruit blanc incorporé et réglable - prix HT 5850F
6083 - 20kHz avec deux sorties à phase variable - prix HT 5750F
NOUVEAU (disponible juin 94)
6282 - 2MHz avec affichage numérique - prix HT 2350F

ET NOTRE PREMIER PRIX !

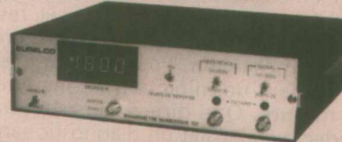
30 - 100kHz avec triple alimentation +15V -15V +5V - prix HT 1800F par lot de trois 1300F

MILLIVOLTMETRES



740 - 1mV 3MHz - prix HT 4655F
740P - comme ci-dessus avec interface IEEE488 - prix HT 8650F
NOUVEAU (disponible juin 94)
746 - 1mV 15MHz - option IEEE488 - prix HT (sans option) 8750F

PHASEMETRES



701 - 5Hz 200kHz - 10mV 300V 0,1° - prix HT 4600F
701P - comme ci-dessus avec interface IEEE488 - prix HT 8650F
703 - 0,2Hz 3MHz 3mV 300V 0,1° - prix HT 12540F
7000 - 0,2Hz 5MHz 3mV 300V 0,01° tiroirs d'entrées diversifiés interface IEEE488 - prix HT à partir de 37565F

EURELCO
MARQUE DEPOSEE

Matériel développé et fabriqué en France par :

EUROPEAN ELECTRONICS COMPANY

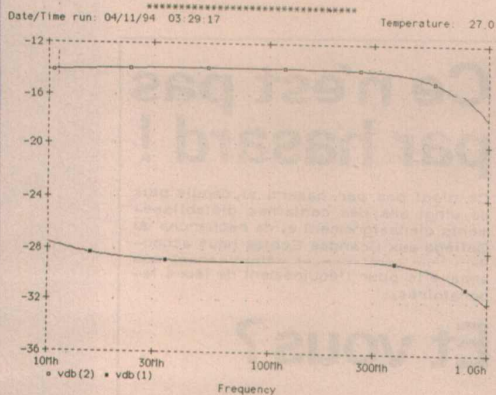
Zone Industrielle

BP 565

06516 CARROS CEDEX 2

Tél : 93 29 07 22

e
RADIO
PLANS



■ Réponse de l'ampli à BFR92 sans inductance parasite

Quelles sont les symptômes du dysfonctionnement ?

Que faire en cas de pépin ?

Dès la dernière soudure effectuée, il faut «que ça marche», nous connaissons cela, quelle déception ! Il faut premièrement éviter les réactions «à chaud» et nous vous livrons en bloc et sans supplément quelques réflexions ou actions qui n'ont aucune chance de déboucher sur un dépannage.

- le schéma est faux
- et si je mets mes doigts là...
- et si je monte la tension d'alim...
- il manque une valeur ou telle valeur est fautive
- le composant principal est HS

La seule et unique action à avoir dans ce cas est d'établir un diagnostic. Il est bien connu qu'un problème bien posé est à moitié résolu. La première action consiste donc à localiser le problème. Ceci veut dire que tout bidouillage global sur un couple émetteur récepteur par exemple n'a aucune chance de déboucher. Pour établir un diagnostic et localiser le problème, il faut remonter jusqu'au synoptique. Reprenons celui du récepteur TV FM à 430MHz. La méthode pour localiser le problème est simple : tests des étages videofréquence, test des étages FI, test de l'oscillateur, test des étages d'entrée et mélangeur. Pour effectuer ces tests il faut un minimum de matériel de mesure. Que diriez-vous si votre médecin établissait un diagnostic sans même sortir son stéthoscope !

A moins d'être devin, c'est la seule solution pour localiser la panne. Dans l'organigramme du dépannage il y a ici deux directions possibles : la panne est localisée, le problème est à moitié résolu, il reste à mettre le circuit en conformité. La deuxième direction est plus complexe et comporte aussi plusieurs embranchements : chaque étage fonctionne isolément de manière satisfaisante mais l'ensemble en fonctionnement ne donne pas satisfaction. Ceci est évidemment plus complexe et il faut répondre à la question : qui perturbe qui ? En général couper successivement les alimentations des différents étages donne d'assez bons résultats. Vous trouvez finalement

* AMPLIFICATEUR BFR92 *

```

*****
Date/Time run: 04/11/94 03:34:47 Temperature: 27.0
*****
.OPT NOMOD NOPAGE
.OPT LIMPTS=15999 ITLS=0
.WIDTH OUT=80
.OPTION NODE LIST
VCC 10 0 DC 10
VIN 11 0 AC 0.1
Q1 4 3 5 BFR92
C1 5 0 10NF
C2 4 0 1PF
C3 1 3 1NF
C4 4 2 10NF
C5 4 6 1NF
C6 9 0 2NF
C7 10 0 2NF
R1 9 0 2K
R2 10 9 4.7K
R3 5 0 18
R4 7 3 300
R5 9 8 33K
R6 2 0 75
R7 11 1 75
L1 10 4 5UH
L2 8 3 51H
L3 6 7 40NH

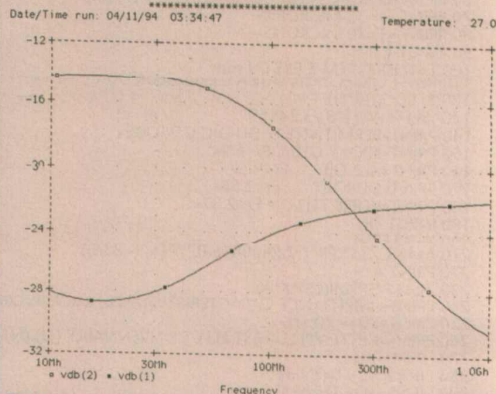
```

```

.model BFR92 NPN(IS=1.8719F BF=106.4108
+ NF=1.0647 VAF=55.8931 IKF=0.4216 ISE=72.9966F
+ NE=1.5177 BR=6.9593 NR=1.0761 VAR=2.1922
+ IKR=52.8255M ISC=0.7568P NC=1.5 RB=8.9383
+ IRB=27.008U RBM=0.8052 RE=0.1 RC=1.9019
+ CJE=2.8519P VJE=.8589 MJE=0.2075 TF=21.5666P
+ CJC=0.9633P VJC=0.5 MJC=0.1645 TR=10N EG=1.11)
.AC DEC 100 10MEG 1000MEG
.PROBE
.END

```

■ Même étage simulé avec une inductance parasite 40 nH



```

10 PRINT» CALCUL DES RESISTANCES D'UN ATTENUATEUR «
20 PRINT» EN T OU EN PI «
30 PRINT»
40 PRINT»
50 PRINT» EN PI «
60 PRINT»
RSP REPRESENTE LA RESISTANCE SERIE «
RPP REPRESENTE LA RESISTANCE PARALLELE «
90 PRINT»
100 PRINT» EN T «
110 PRINT»
120 PRINT» RST REPRESENTE LA RESISTANCE SERIE «
130 PRINT» RPD REPRESENTE LA RESISTANCE PARALLELE «
140 PRINT»
150 PRINT»
R EST LA RESISTANCE D'ADAPTATION R=RG=RCH «
165 INPUT»RESISTANCE D'ADAPTATION R»; R
170 PRINT»
180 PRINT» SI L'ATTENUATION EST EN dB TAPPER 1 «
190 PRINT» SI L'ATTENUATION EST EN VALEUR ABSOLUE TAPPER 2 «
200 PRINT»
210 INPUT»REPOSE ?»;O
220 INPUT»ATTENUATION»; A
235 IF O=1 THEN 240
237 IF O=2 THEN 250 ELSE 210
240 A=10^(A/20)
250 X=(A+1)/(A-1)
260 Y=(A^2-1)/(2*A)
270 PRINT»POUR L'ATTENUATEUR EN PI»
280 RSP=R*Y:RPP=R*X
290 PRINT»RSP=»;RSP»;»Ω»
300 PRINT»RPP=»;RPP»;»Ω»; » A LA MASSE»
310 PRINT»
320 PRINT»POUR L'ATTENUATEUR EN T»
330 RST=R/Y:RPT=R/X
340 PRINT»RST=»;RPT»;»Ω»
350 PRINT»RPT=»;RPT»;»Ω»; » A LA MASSE»

```

■ Fichier ATT.BAS

devrait en principe nous éviter ultérieurement les suites de conseils isolés, dépannage téléphonique que nous avons l'habitude de donner. Conservez soigneusement cet article et en cas de panne n'hésitez pas à le lire, le relire avant de vous précipiter sur le fer à souder.

François de DIEULEVEULT.

Bibliographie

Pour la théorie sur les lignes on se reportera au «must» : «Microwave Filters Impédance Matching Networks and Coupling Structures» par G. Matthaei, L. Young, EMT Jones. Un ouvrage, certes pas très bon marché, mais c'est un bon placement. Sont disponibles sur le serveur d'ERP : les fichiers SPICE BFR92.CIR BFR92A.CIR BFR92B.CIR les fichiers BASIC : SELF.BAS, ATT.BAS, STRIP.BAS

MONTREUX : 2^e SYMPOSIUM RADIO

En alternance avec son Symposium

International TV, Montreux organise

depuis 1992 un Symposium Radio

conçu dans l'esprit de son illustre

prédécesseur : conférences

techniques et prospectives

économiques, exposition de matériel

et, même, séances de démonstration

des produits et technologies les plus «up-to-date». Certes, le Symposium

Radio n'atteint pas l'ampleur de celui consacré à la TV et à la vidéo - d'autant

que cette année, contrairement à la première édition, il n'était couplé à aucune

autre manifestation* - toutefois, avec quelques 2000 participants venus des cinq

parties du monde, les organisateurs s'avéraient satisfaits.



Même si le Symposium couvrait tout ce qui a trait à la radio, les techniques numériques, actuelles et celles du futur - telle la DAB (Digital Audio Broadcasting : Radiodiffusion audio numérique) -, ont constitué le pôle d'attraction de cette version 1994, tendance qui s'affirme aussi par ailleurs et en d'autres circonstances pour les images TV et vidéo.

Cependant même si l'avènement de la DAB est proche, puisqu'un programme préalable prévoit les premières émissions, autres qu'expérimentales qui existent déjà, dès 1995, des efforts ont été faits pour améliorer la qualité des systèmes d'émission. Nous en voulons pour exemple la FM synchrone qui a fait, grâce à l'un des centres techniques d'études et de recherches de TDF, son entrée aux J. O. d'Albertville avec l'appui du numérique.

La diffusion FM synchrone consiste, en plusieurs étapes, à :

- Equiper les émetteurs de codeurs-modulateurs numériques.

- Etablir, entre ces émetteurs, une liaison numérique : par faisceau hertzien, satellite ou fibre optique.

Assurer grâce à ce dispositif, une syn-

chronisation de la diffusion de chacun des émetteurs sur une zone de réception déterminée.

Les points forts de la FM synchrone se reviennent nombreux :

- Une fréquence unique.

- L'élimination des zones de brouillage.

- L'amélioration du confort de réception.

- La fidélisation des auditeurs en déplacement.

L'adaptation simple aux émetteurs existants, avec compatibilité totale avec les récepteurs actuels.

A présent quelques explications destinées à éclairer notre lanterne :

Dans un réseau FM habituel - donc non synchrone - lorsque deux émetteurs diffusent un même programme, l'auditeur itinérant se trouve confronté à trois possibilités de condition de réception :

- Soit le programme est émis sur la même fréquence mais il se produit alors une discontinuité dans la réception (figure 1).

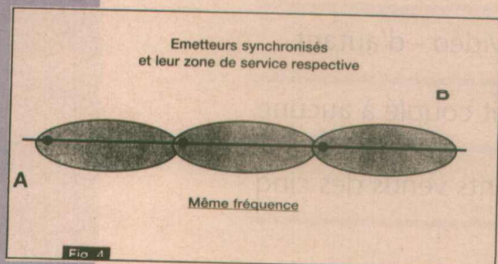
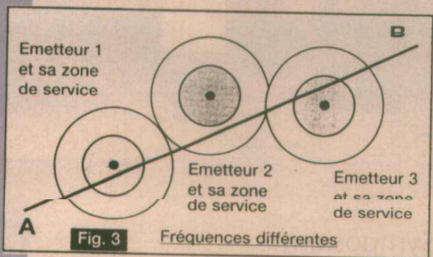
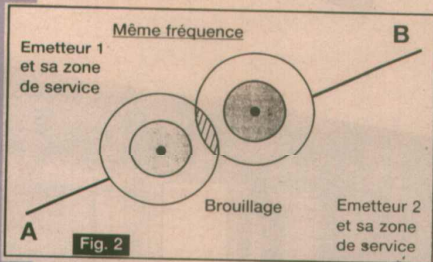
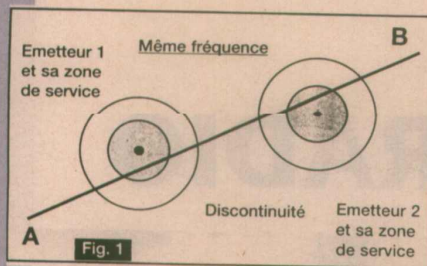
- Soit le même programme est émis sur la même fréquence et là où existe un recouvrement des deux zones de réception, il y a alors brouillage (figure 2).

- Soit enfin le même programme est diffusé sur des fréquences différentes ce qui oblige l'automobiliste, lors de son parcours, à manipuler l'accord de son autoradio en conduisant (figure 3).

Pour pallier ces inconvénients, TDF a mis au point la FM synchrone, technologie permettant d'assurer la continuité d'écoute sur une même fréquence, le long d'un itinéraire. Cela est possible grâce à l'implantation d'une succession d'émetteurs à faible recouvrement, dotés d'antennes très directives et synchronisés grâce à la mise en oeuvre de codeurs-modulateurs numériques (figure 4).

Cette synchronisation se fait en introduisant, dans la succession des émetteurs, des retards de diffusion à chaque

* En 1992, le Symposium Radio avait lieu quasi-simultanément avec une manifestation consacrée au même sujet et à Montreux même, en l'occurrence le 1^{er} NAB Radio, émanation de la célèbre institution américaine ; ce qui a augmenté l'ampleur de la participation en provenance des USA. (Cette année, le 2^e NAB Radio s'est déroulé du 14 au 17 mars 1994 à Toronto, Canada). Néanmoins même si en 1992, l'exposition occupait, compte tenu de ces conditions, deux niveaux du Centre des Congrès de Montreux contre un seul cette année, le nombre des participants a été du même ordre en 1994 qu'en 1992.



■ Figure 1 à 4 : la FM synchrone.

station : ces retards sont calculés de façon à ce que les signaux reçus à partir de deux émetteurs adjacents se révèlent strictement identiques à l'endroit où la perturbation sans cet artifice, serait la plus forte.

L'utilisation d'émetteurs de faible puissance, répartis tous les 10 kilomètres, associés à des antennes directives, conduit à une pleine efficacité du procédé et permet de rendre imperceptible des brouillages qui sans lui se seraient avérés intolérables à l'oreille.

En mai 1994, on comptait une quarantaine de stations en fonctionnement sur le territoire national et d'ici fin 95, plus de 1700 km du réseau autoroutier français devraient être desservis par la FM synchrone. (Rappelons que le CSA a attribué la fréquence unique de 107,7 MHz pour toutes les radios d'autoroutes).

Thomson LGT (maintenant Thomcast) présentait sur son stand un émetteur pilote FM accompagné de son co-démodulateur synchrone, conçu pour la fonction que nous venons d'esquisser, avec différentes puissances d'émission.

En ce qui concerne la DAB, là aussi fort

engouement même si, au contraire d'il y a 2 ans, il n'y avait pas de car de démonstration parcourant la région, très accidentée au point de vue relief, pour prouver par des écouteurs comparatives les avantages de la DAB sur la FM.

Rappelons tout d'abord que la DAB a été développée dans le cadre du projet européen EUREKA, sous la désignation d'EUREKA 147, et que ce procédé repose sur la mise en oeuvre, en association, de technologies complémentaires conduisant à la réalisation de plusieurs objectifs :

- Une qualité du son équivalente à celle du disque compact.
- L'exploitation optimale de la bande de fréquence allouée : alors qu'actuellement, certains réseaux FM à vocation nationale ne peuvent obtenir une couverture de l'ensemble du territoire en raison du grand nombre de fréquences déjà attribuées, la DAB ne posera pas de problèmes puisqu'il s'agira de réseaux monofréquence (l'auditeur n'aura donc pas à changer de fréquence en cours de déplacement : il aura uniquement à sélectionner son programme par le nom de celui-ci). La puissance nécessaire pour émettre dans une zone déterminée se révèle nettement réduite par rapport à la FM ; en outre, pour une même largeur de bande, la DAB permet la diffusion de 2 à 3 fois plus de programmes : d'où à la fois économie d'énergie et de fréquences.

La DAB résulte de la mise en oeuvre de deux procédés développés par le CCETT de Rennes - Centre Commun d'Etudes de Télédiffusion et Télécommunications - et l'IRT de Munich - Institut für Rundfunk Technik -. Il s'agit du MUSICAM et du Digicast (encore appelé COFDM).

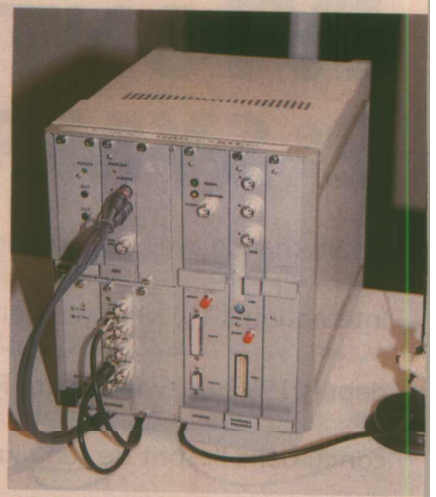
La MUSICAM - Masking-pattern Universal Sub-band Integrated Coding And Multiplexing - a comme philosophie la réduction du débit de l'information, en tenant compte de la psychoacoustique et des imperfections de l'oreille s'agissant de la perception des sons ; le CCETT et l'IRT n'ont d'ailleurs pas été les seuls à travailler sur le MUSICAM puisqu'il s'agissait d'une action européenne concertée : il n'est donc pas étonnant de retrouver, parmi les firmes qui ont apporté leur contribution au MUSICAM, Philips, lequel l'a mis à profit pour son magnétophone numérique DCC.

En ce qui concerne le COFDM - Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex - il a été développé pour répondre aux besoins de la radio numérique. Il repose sur :

- Le fractionnement de l'information qui sera transmise par un certain nombre de porteuses, chacune avec un faible débit.

- L'exploitation des trajets « multipaths » qui se combineront additivement grâce à un processus complexe qu'il serait trop long de développer ici (on pourra se reporter à la bibliographie, référence 2)

Ce qui signifie que les ondes qui arrivent en opposition de phase, à cause



■ Philips : Système de tests PDS, générateur de signaux DAB.

de réflexions sur divers obstacles, lors de réceptions FM qui ordinairement se détruisent, s'additionneront systématiquement (en puissance) dans le cas de la DAB.

La DAB, d'un point de vue expérimental, ça marche : nous en avons eu maintes fois la preuve lors des démonstrations tant en Europe et en France où, en particulier, le CCETT dispose à Rennes d'un mini-réseau et TDF « arrose » Paris, à partir de la tour de Romainville - qu'en Amérique du Nord, par exemple lors du NAB. Des récepteurs (et forcément des émetteurs) existent chez les constructeurs parties prenantes de la DAB européenne ; c'est ainsi que sur le stand Thomcast était exposé un dispositif complet d'émission alors que Philips présentait le DAB452, un récepteur destiné aux radiodiffuseurs qui veulent effectuer des essais et toutes les mesures néces-

2nd
Radio
MONTREUX
In association with A.E.R. I.A.B. F.E.R.L.

saires à une évaluation quantitative des performances d'un système. Accompagne le DAB452 (et toujours dans le cadre métrologique), le PDS générateur de signaux conformes à la norme Eureka 147, avec en option un décodeur de canal et un décodeur de source d'une part, et un démodulateur pour le monitoring du signal reçu d'autre part.

Reste un problème qui n'est que partiellement résolu : sur quelles fréquences émettre ? Le consortium EUREKA a retenu 3 zones fréquentielles (appelées « modes ») :

- Mode 1 : en dessous de 300MHz. Là déjà opèrent TV et FM, mais la propagation est bonne ; par ailleurs le niveau du bruit hertzien (y compris celui en provenance de la troposphère) n'est pas négligeable et en bande II, il y a déjà plus de 10 000 émetteurs FM et en bande III 3000 émetteurs TV.



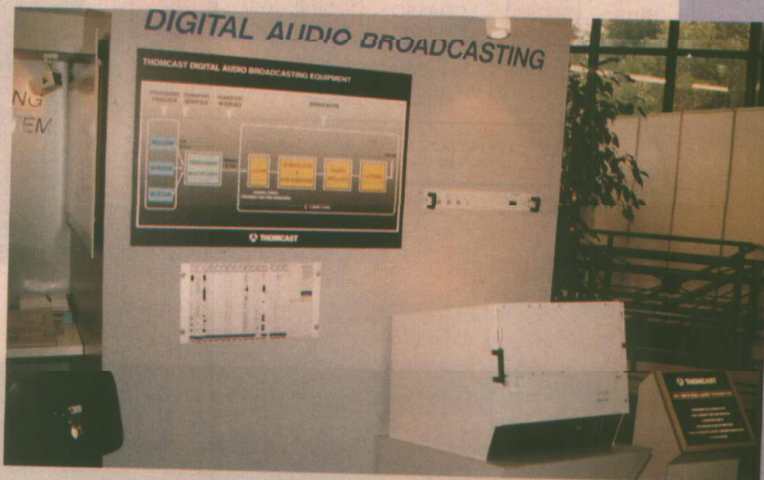
■ Le stand TDF avec en exergue la FM synchrone.



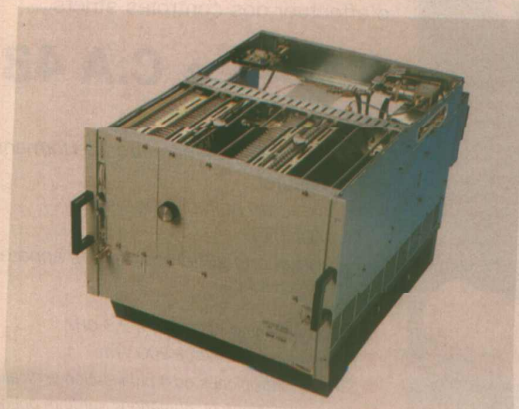
■ Le stand DAB.



■ Thomson LGT-Thomcast : émetteur-pilote FM avec, au-dessus, son codeur -modulateur synchrone.



■ Thomcast : la DAB avec tous ses éléments et même un synoptique explicite.



■ Thomcast : émetteur DAB avec, au-dessus, le modulateur analogique DAB (bande 1.)



■ Philips : DAB 452, récepteur pour essai

- Mode 2 : de 300MHz à 1,5GHz. Plus de 30 000 émetteurs TV mais bruit hertzien moins important en bandes IV/V

- Mode 3 : au-dessus de 1,5 GHz. Faible bruit hertzien, émissions possibles par satellite mais la bande L ne sera disponible qu'en 2007 !.. Alors «Wait and see» mais il faudra

bien prendre une décision pour 1995, pour les premières émissions commerciales...

Ch. PANNEL.

BIBLIOGRAPHIE

1. D. Sauvet-Goichon : «Synchronous FM Network for motorway radio service» NAB Radio Juin 1992

2. B. Le Floch : «The DAB transmission system intended for terrestrial and hybrid terrestrial/satellite broadcasting to fixed, portable and mobile receivers». 1er Symposium International de l'UER sur la DAB. Montreux Juin 1992.

3. Th. A. Prosch : «Frequency bands for the introduction of DAB». 2^e Radio Montreux, Juin 1994.

INTERFACE OPTO-ISOLÉE POUR PC

Le montage proposé ici
permettra la commande
d'organes externes et la
réception de données sur deux
ports de huit bits.

Ces opérations pourront
s'effectuer en toute sécurité,
l'interface étant totalement
isolée électriquement des

circuits qui lui seront connectés. Le micro-ordinateur ne pourra donc souffrir, en
aucun cas, d'une quelconque fausse manoeuvre de l'opérateur.

La connexion de circuits externes à un micro-ordinateur est en effet une chose
toujours délicate à mettre en oeuvre. Lorsque ces cartes ne présentent que des
niveaux logiques, le risque de détérioration du PC se limite à un court-circuit de
l'alimentation, qui, la plupart du temps se solde par sa disjonction.

Il suffit alors de couper cette alimentation et de la remettre en marche pour que
les choses rentrent dans l'ordre. Il en va tout autrement lorsque des tensions
élevées circulent dans le circuit connecté.

C'est alors l'électronique du micro-ordinateur qui risque une détérioration irréversible de l'un de ses composants et lorsqu'on connaît l'intégration poussée des PC les plus récents, on se rend bien vite compte que tout dépannage devient pratiquement impossible.

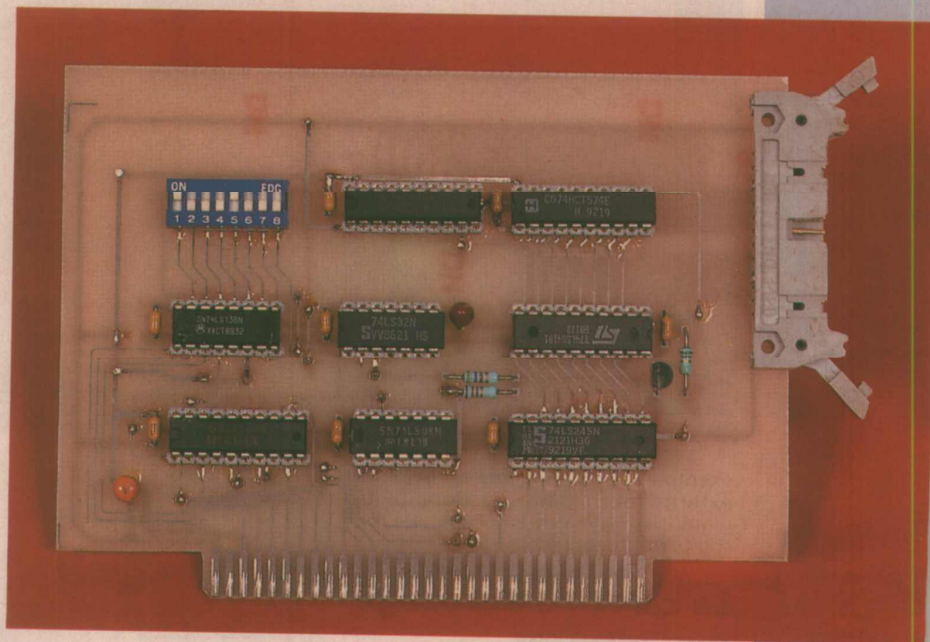
C'est l'une des raisons qui nous a fait concevoir cette interface, au demeurant tout simple et d'un prix de revient très raisonnable. Quoique peut-être un peu limitée par le nombre de ses ports, nous pensons qu'elle pourra rendre de

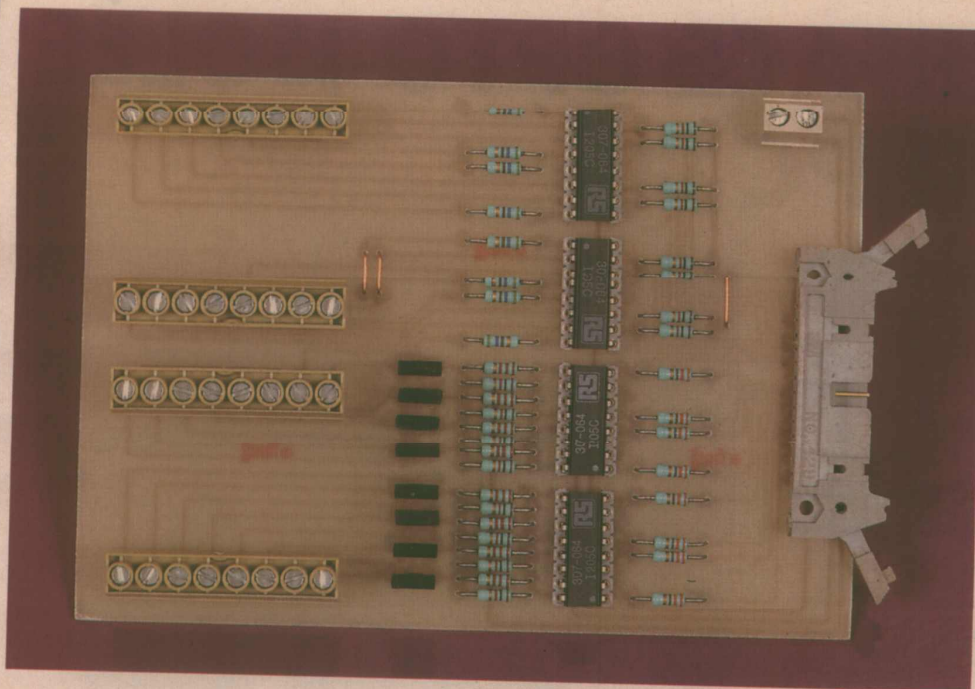
bons services, d'autant plus qu'elle pourra être reproduite à plusieurs exemplaires (maximum 4 unités) afin d'augmenter ses possibilités (32 entrées-32 sorties).

LE SCHEMA DE PRINCIPE

Il est représenté à la figure 1. L'interface a été scindée en deux cartes distinctes: l'une sera interne au PC, et l'autre y sera reliée par un câble en

nappe. Ceci apparait sur le schéma de principe par une ligne en pointillés qui sépare l'électronique des deux circuits. Sur la gauche apparait le schéma du décodage des adresses ainsi que les ports d'entrées et de sorties, tandis que sur la droite figure la partie opto-coupleurs et transistors de commande. Cette façon de procéder a considérablement simplifié les dessins des circuits imprimés. Mais ce n'est pas là la seule raison qui nous a fait choisir cette option. En effet, on obtient ainsi une carte PC indépendante qui pourra, par





Y3 : H30C à H30F
 Y4 : H310 à H313
 Y5 : H314 à H317
 Y6 : H318 à H30B
 Y7 : H31C à H31F

Il est bien évident que si chaque sortie de CI3 peut répondre à un ordre envoyé à quatre adresses différentes, c'est que nous n'avons pas jugé utile de décoder les lignes d'adresses A0 et A1, ce qui aurait nécessité l'utilisation d'un circuit intégré supplémentaire et compliqué notablement le dessin du circuit imprimé. De toute façon, cela ne constitue aucune gêne dans la pratique.

La sortie «P=Q» du 74LS688 valide

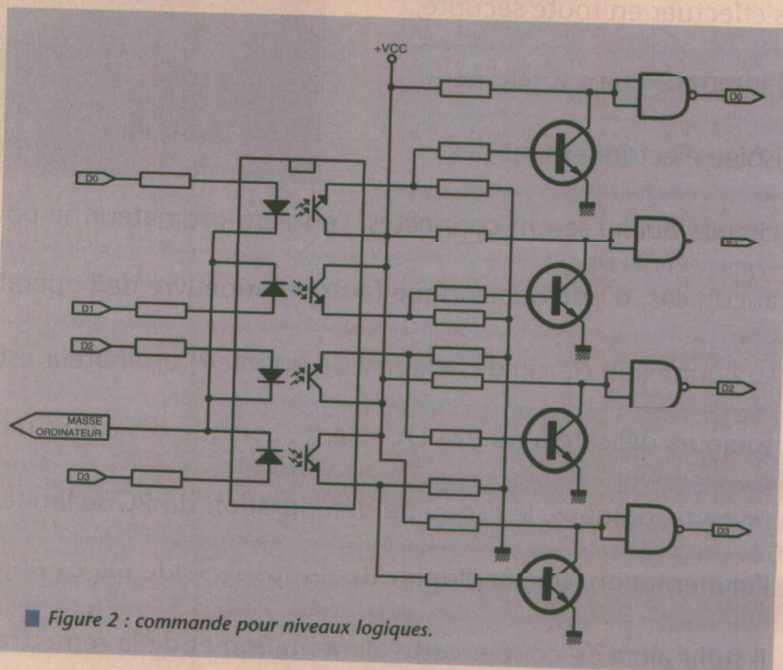
exemple, être connectée à une carte externe fournissant des signaux logiques sans que cela nécessite une liaison par optocoupleurs.

La carte de décodage des adresses

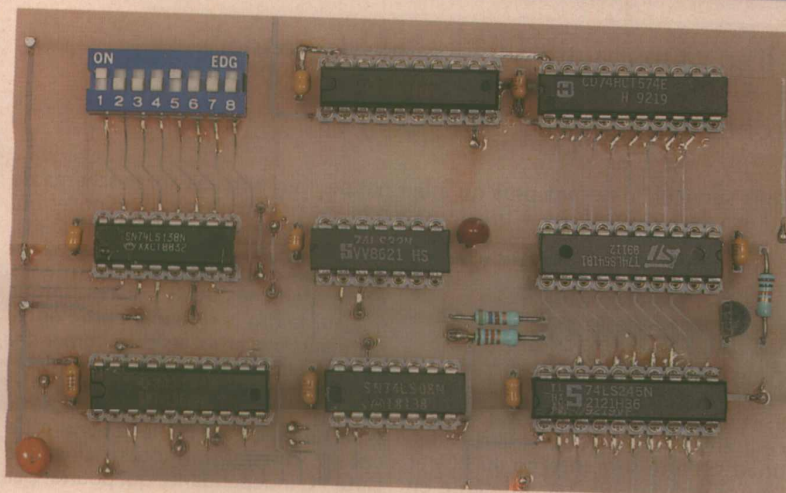
Le circuit intégré CI1, un 74LS688, reçoit sur ses lignes d'entrées (Q0 à Q7) les signaux provenant des lignes d'adresse A5 à A11, ainsi que le signal AEN (adresse valide sur le bus). Lorsque l'octet présent sur ses entrées est identique à celui présent sur les broches P0 à P7, et que sur l'entrée G/ est appliqué un niveau bas signalant une lecture ou une écriture périphérique, alors la sortie P=Q présente un flanc négatif qui valide le circuit suivant. Celui-ci est un décodeur 1 parmi 8, un 74LS138, sur les entrées duquel parviennent les lignes d'adresses A2 à A4. Les sorties Y0/ à Y7/ passeront au niveau bas pour les

adresses suivantes :

Y0 : H300 à H303
 Y1 : H304 à H307
 Y2 : H308 à H30B



■ Figure 2 : commande pour niveaux logiques.



également, au niveau bas, le circuit CI2, un tampon huit bits bi-directionnel, utilisé pour isoler le bus de données du PC de la carte interface lorsque celle-ci n'est pas en fonction. La direction du transit des données est déterminée par le niveau appliqué sur la broche DIR. Lorsque ce dernier est bas, la carte peut transmettre des données vers le bus du microprocesseur. Lorsqu'il présente un niveau haut, le sens de transfert est inversé.

Les huit adresses que nous avons mentionnées plus haut sont divisées en deux groupes de quatre : l'un pour le port de sortie et l'autre pour le port d'entrée. Chacun de ces deux groupes est connecté à l'une des entrées d'une porte OU. L'adresse utilisée sera déterminée par le positionnement de deux des huit micro-interrupteurs contenus

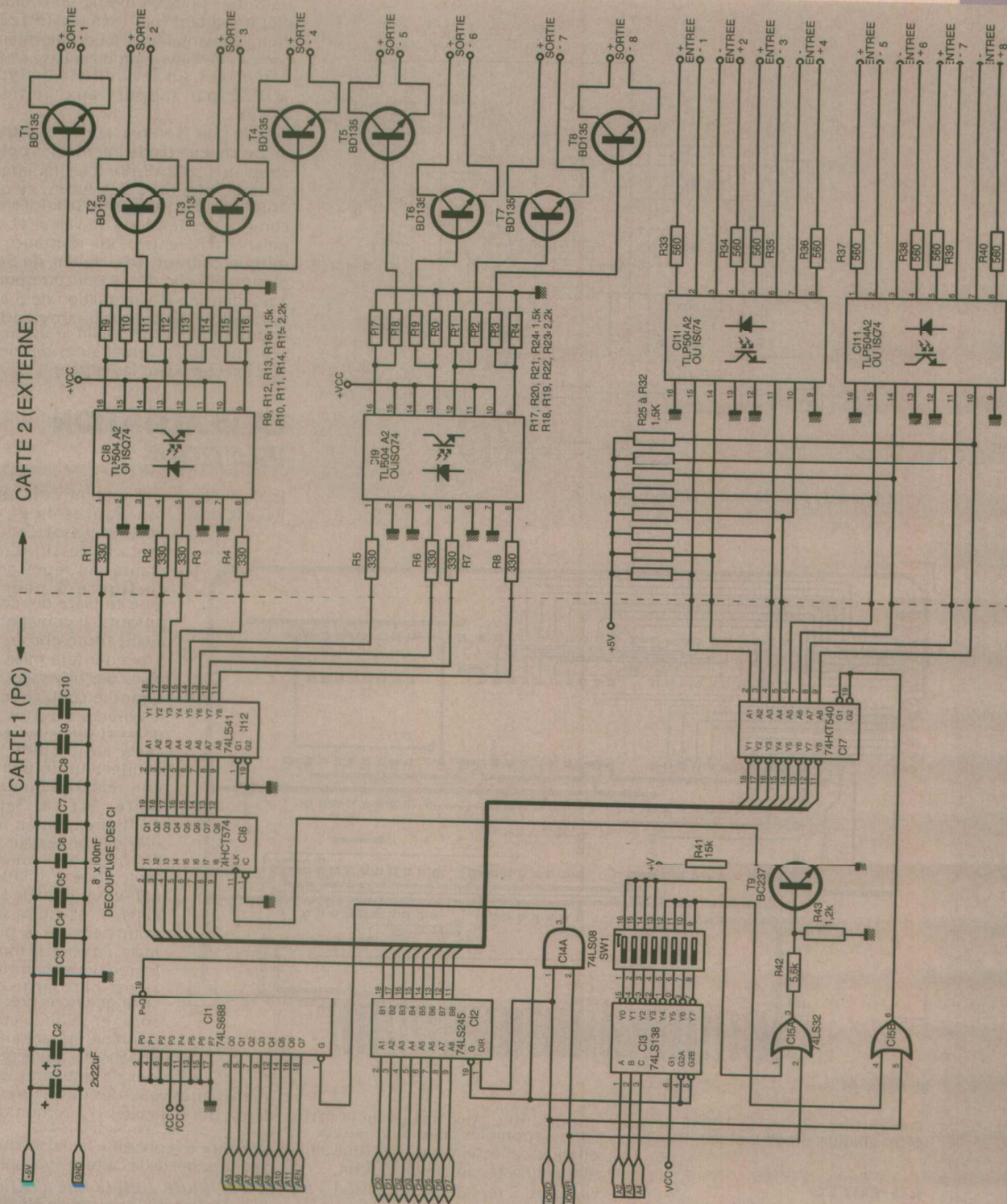
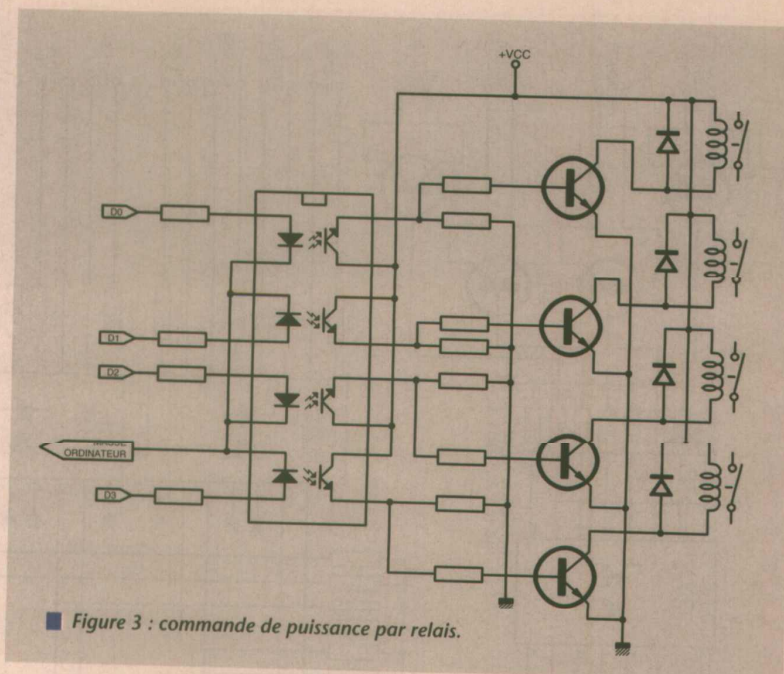


Figure 1 : schéma des cartes interne et externe.

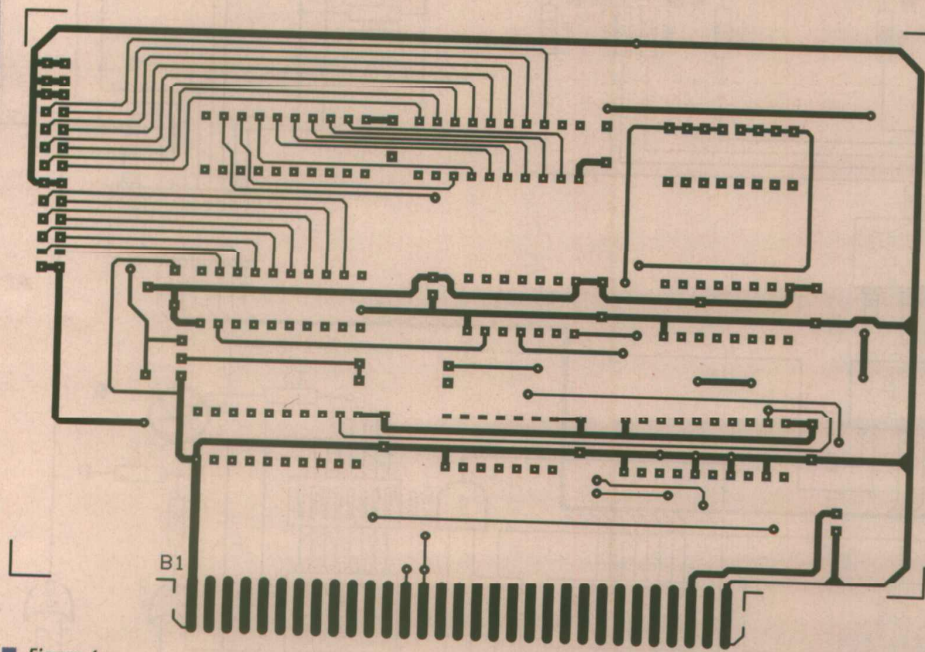
dans SW1. La porte C15A reçoit sur sa seconde entrée le signal IOWR et sa sortie commandera donc l'émission de données. La porte C15B voit, quant à elle, sa seconde entrée connectée à la ligne IORD, et sa sortie commandera alors la réception des données en validant le CI 74HCT540, un octuple tampon amplificateur de lignes. Nous devons à propos de ce circuit in-

tégré, signaler une possibilité. Le 74HCT540 est inverseur. Nous avons opté pour cette inversion des signaux car la sortie de la carte optocoupleurs, lorsqu'aucun signal n'est appliqué sur ses entrées présentes des niveaux hauts. Ainsi, les sorties de C17 présenteront des niveaux bas et le logiciel lira la valeur 00. Rien n'empêche l'utilisation d'un buffer non inverseur

(74HCT541) qui permettra la lecture du niveau effectif présent en entrée. L'émission des données s'effectue via C16, octuple bascule dont les sorties amplifiées par C11, permettront l'alimentation des diodes internes des optocoupleurs. Le 74HCT574 nécessitant pour son signal de CLOCK un créneau positif, le transistor T9 inverse le signal fourni par la porte C15A.



■ Figure 3 : commande de puissance par relais.



■ Figure 4a

Des condensateurs de 100nF découpent chaque circuit logique.

La carte optocoupleurs

Afin de simplifier la carte et d'en réduire les dimensions, nous avons fait appel à des quadruples optocoupleurs incorporés dans des boîtiers DIL 16 broches. Bien que moins facilement disponibles chez les revendeurs, ils sont tout de même bien distribués. Pour le port de sortie, des résistances (R1 à R8) limitent le courant traversant les diodes émettrices. Les transistors de sortie commandent la mise en ou hors conduction de transistors externes pouvant commander des charges plus

importantes. Aux sorties de la carte sont disponibles chaque émetteur et chaque collecteur qui pourront ainsi être connectés au gré de chacun.

La figure 2 représente le câblage à effectuer si les transistors de sortie sont utilisés pour transmettre des niveaux logiques. Des portes NON ET sont utilisées pour réinjecter le signal, inversé une première fois par le transistor de sortie. La figure 3 montre la commande de relais qui permettront la commutation d'organes externes. Des transistors de type BD135 sont alors largement capables de fournir un courant suffisant. On peut également envisager la commande directe de moteurs ou de charges importantes par les transistors de sortie. Il faudra alors procéder au remplacement des BD135 par des

transistors pouvant fournir un courant plus important (par exemple TIP122). Pour l'implantation, il faudra alors tenir compte de l'inversion de la base et de l'émetteur sur les boîtiers de type TO220 par rapport aux boîtiers TO126.

Pour le port d'entrée, anode et cathode de chaque diode interne des optocoupleurs sont disponibles indépendamment les unes des autres, ce qui donne la possibilité de prendre en compte des tensions de valeur et de polarité différentes. Une résistance limite le courant. Une valeur de 560 ohms a été choisie, ce qui correspond à une tension d'alimentation de 5 à 6 volts. Il va de soi qu'il conviendra d'augmenter cette valeur si des tensions nettement supérieures devaient être injectées dans les entrées.

LA REALISATION PRATIQUE

Le dessin du circuit imprimé de la carte PC est donné en figures 4a et 4b

(recto et verso). On utilisera le dessin d'implantation représenté en figure 5 pour la mise en place des composants. Il conviendra avant toute chose, de procéder à la mise en place des traversées assurant le contact entre les diverses pistes du recto et du verso de la carte. Au sujet du connecteur 26 points, une remarque importante est à faire. Contrairement au modèle de connecteur utilisé sur notre maquette (voir photo), il faudra utiliser un modèle sans clips, c'est à dire sans maintien de la prise mâle. En effet, le modèle que nous avons utilisé est plus large que celui que nous préconisons, et selon la configuration mécanique de chaque PC qui peut varier de quelques millimètres au niveau des ouvertures arrières, des difficultés d'insertion de la carte peuvent être rencontrées.

La figure 6 représente le dessin du circuit imprimé de la carte optocoupleurs et à la figure 7 est donné le schéma d'implantation. Cette carte a été dessinée en simple face vu la simplicité du tracé. Toutes les entrées et sorties (au nombre de 32) sont disponibles sur quatre borniers à vis 8 points ce qui facilitera la liaison avec des circuits externes.

Les entrées +VCC et GND (voir figure 1) sont disponibles sur un bornier deux points et sont les entrées de l'alimentation externe. Ne pas oublier les crans straps figurant sur la carte.

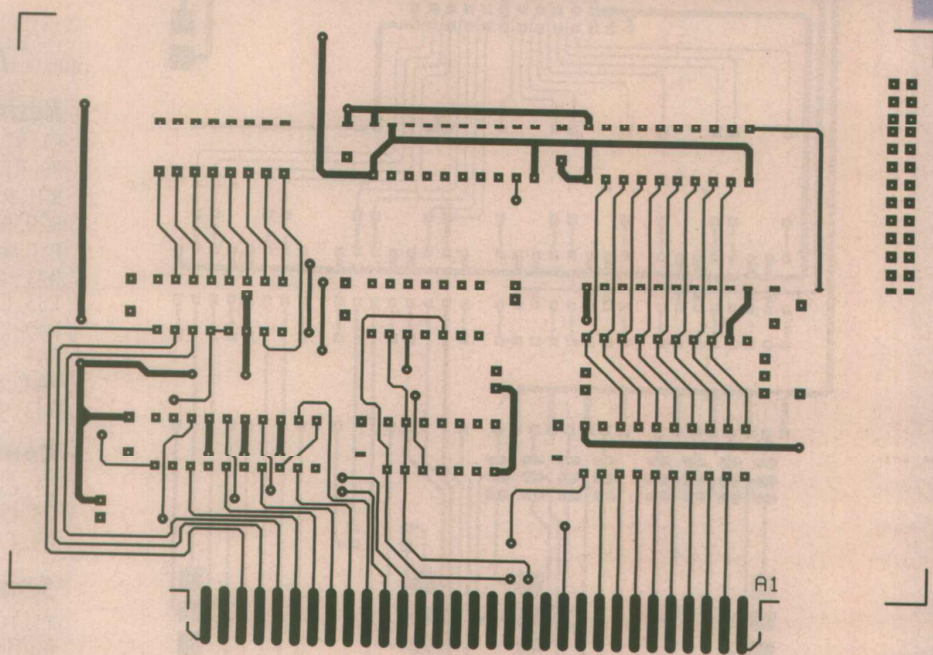
La liaison entre la carte PC et la carte optocoupleurs s'effectuera à l'aide d'un câble en nappe à 26 conducteurs.

Les essais

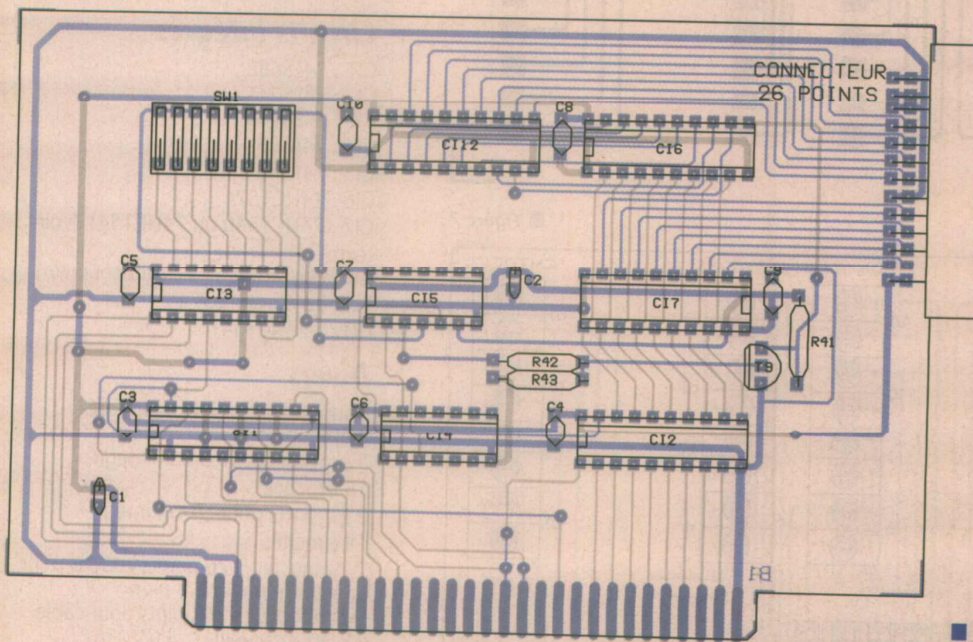
Après avoir dûment vérifié le bon câblage et l'absence de courts-circuits ou de microcoupures sur les plaques, on pourra procéder à la mise en place de la carte dans le PC. Pour les essais il conviendra de câbler en sortie de la carte optocoupleurs des LED afin de visualiser la mise en service de la sortie correspondante. Il faudra ensuite saisir l'un des deux petits programmes suivants :

Premier programme

```
REM *** SW1-1 sur ON et
SW1-5 sur ON ***
OUT &H300,1
GOSUB tempo
OUT &H300,2
GOSUB tempo
OUT &H300,4
GOSUB tempo
OUT &H300,8
GOSUB tempo
OUT &H300,16
```

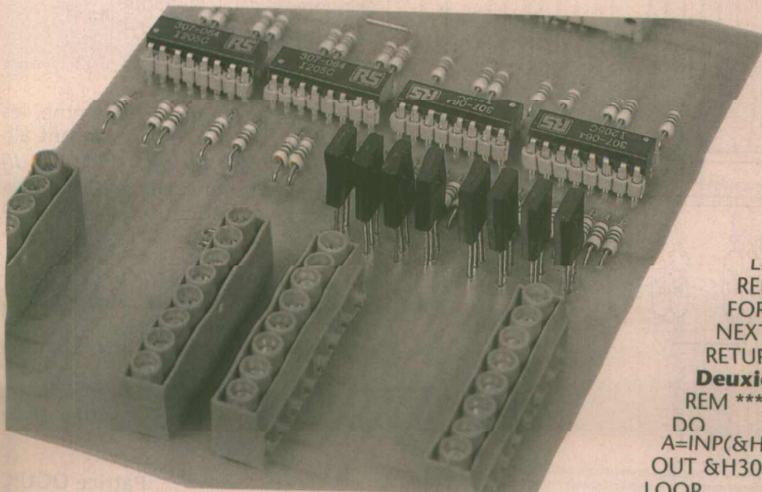


■ Figure 4b

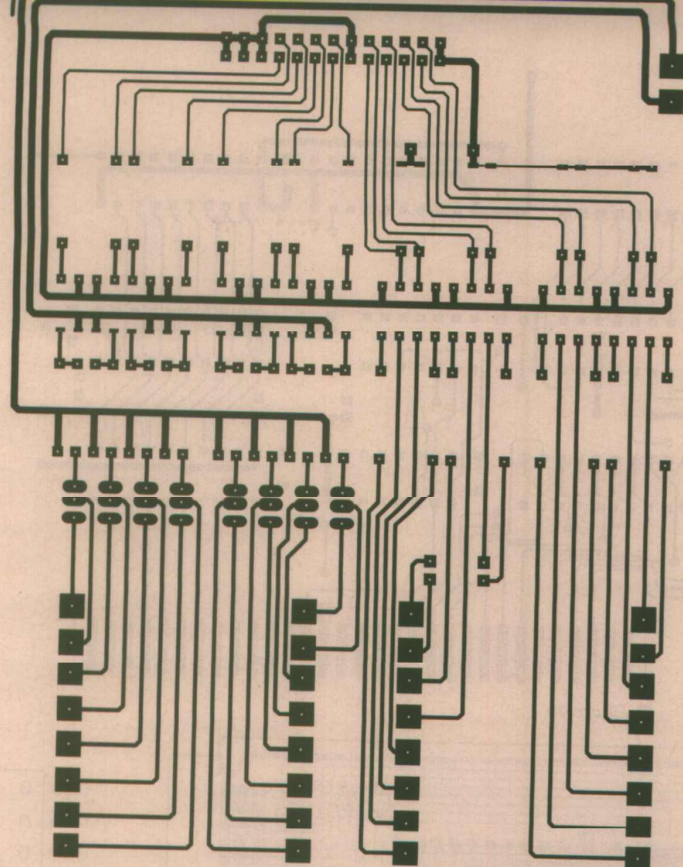


GND	0	0	GND
GND	0	0	GND
GND	0	0	GND
OUT1	0	0	OUT0
OUT3	0	0	OUT2
OUT5	0	0	OUT4
OUT7	0	0	OUT6
GND	0	0	GND
IN1	0	0	IN0
IN3	0	0	IN2
IN5	0	0	IN4
IN7	0	0	IN6
+5V	0	0	+5V

CONNECTEUR UU DE FACE

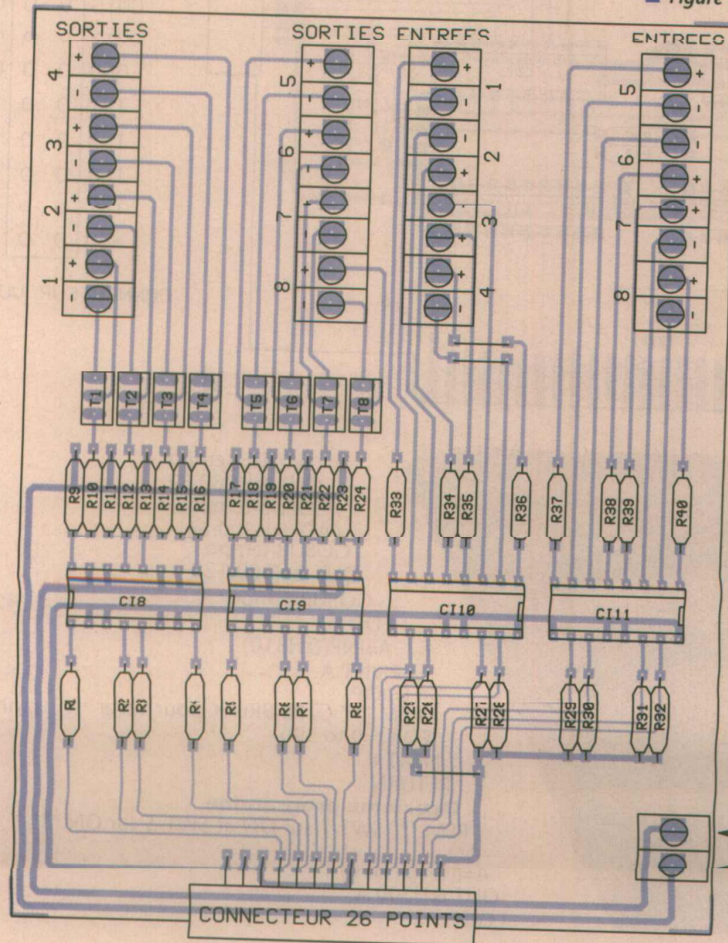


```
GOSUB tempo
OUT &H300,32
GOSUB tempo
OUT &H300,64
GOSUB tempo
OUT &H300,128
GOSUB tempo
DO
A=INP(&H310)
PRINT A
LOOP
REM *** CTRL-BREAK pour sortir *** TEMPO:
FOR t=0 to 300
NEXT t
RETURN
Deuxième programme
REM *** SW1-1 sur ON et SW1-5 sur ON ***
DO
A=INP(&H310)
OUT &H300,A
LOOP
```



■ Figure 6

■ Figure 7



NOMENCLATURE

Résistances

R1, R2, R3, R4, R5, R6, R7, R8 : 330Ω
 R9, R12, R13, R16, R17, R20,
 R21, R24, R25, R26, R27, R28,
 R29, R30, R31, R32 : 1,5 kΩ
 R10, R11, R14, R15, R18, R19, R22,
 R23 : 2,2 kΩ
 R33, R34, R35, R36, R37, R38, R39,
 R40 : 560Ω (voir texte)
 R41 : 15 kΩ
 R42 : 5,6 kΩ
 R43 : 1,2 kΩ

Condensateurs

C1, C2 : 22μF 16 volts tantale boule
 C3, C4, C5, C6, C7, C8,
 C9, C10 : 100nF

Semi-conducteurs

I1, I2, I3, T4, T5, T6, T7, T8 : BD135
 ou TIP122 (voir texte)
 T9 : BC237

Circuits intégrés

CI1 : 74LS688
 CI2 : 74LS245
 CI3 : 74LS138
 CI4 : 74LS08
 CI5 : 74LS32
 CI6 : 74HCT574
 CI7 : 74HCT540 ou 74HCT541 (voir
 texte)
 CI8, CI9, CI10, CI11 : optocoupleurs
 TLP502-A2 ou ISQ74
 CI12 : 74HCT541

Divers

4 supports pour circuit intégré
 20 broches
 5 supports pour circuit intégré
 16 broches
 2 supports pour circuit intégré
 14 broches
 2 connecteurs 26 points coudés pour
 circuit imprimé (voir texte)
 2 connecteurs 26 points pour câble
 en nappe femelle
 1 mètre de câble en nappe
 26 conducteurs

En lançant le premier programme, les LED connectées à la carte seront alimentées à tour de rôle pendant un bref instant. Ensuite, en connectant les entrées des optocoupleurs soit à la masse soit au +5V (selon le type de circuit intégré CI/ utilise) le nombre indiqué sur l'écran devra varier. Le deuxième programme, tout aussi simple, recopie sur les sorties l'état du bit d'entrée correspondant (D0 à D7), ce qui permet de vérifier à coup sûr le bon fonctionnement de chaque ligne d'entrée et de chaque ligne de sortie.

Patrice OGUIC

LIMITEUR ET FILTRE ACTIF AUDIO

On trouvera dans

ces lignes deux

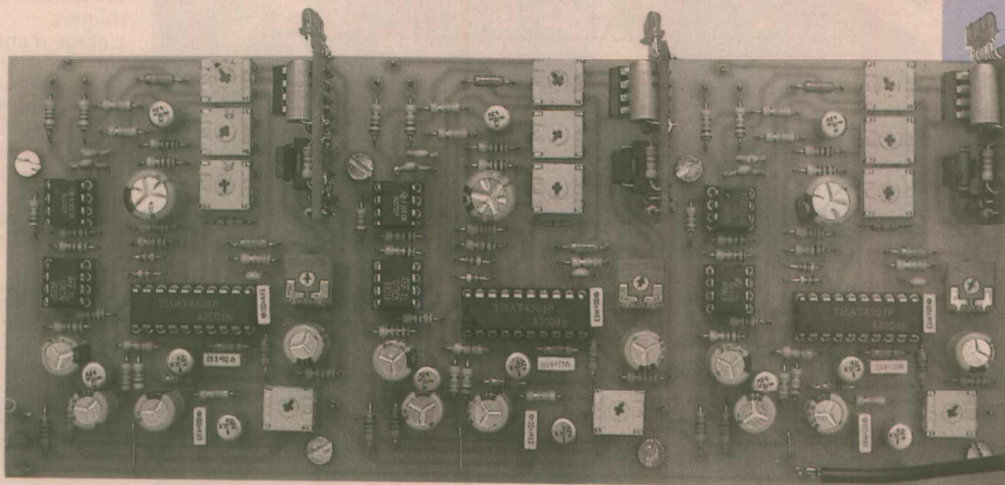
réalisations à

priori totalement

indépendantes,

mais qui peuvent

se compléter



harmonieusement et créer alors un outil puissant et performant, utilisable indifféremment en sono ou en HI-FI. La première met en oeuvre le processeur dynamique THAT 4301 présenté dans le n° 559, et la seconde se propose d'aborder le thème de la restitution sonore au moyen de deux enceintes satellites et d'un caisson de basses central. Nous aborderons ici le filtre permettant d'effectuer des essais pratiques de ce principe «rentable» et fort intéressant.

LIMTHAT

Encore un nom bizarre né de la limitation à 8 caractères des fichiers sur PC (on annonce prochainement mieux) ! Il s'agit d'une adaptation et mise en forme du THAT 4301, petite merveille dont un tour d'horizon a été fait dans FRP au mois de juin dernier, et qui se distingue par sa disponibilité et ses performances étonnantes alliées à une rare simplicité d'emploi. De nombreux lecteurs n'ont pas manqué d'essayer le 4301 au plus vite, avec un succès total. Parmi vos courriers ou messages sur le 36-15 ERP, nous avons pu constater des «restructurations» de vieux amplis ALTEC, mais aussi des demandes pressantes pour une exploitation plus souple (plus complète), que la simple maquette d'évaluation proposée dans le n° 559.

Nous n'avons pas attendu ces appels pour nous pencher sur le sujet, et c'est ainsi que dès les premiers jours, nous avons travaillé sur une carte adaptable

à HILPAC. Cet ampli trois voies laissant à chacun le choix de nombreuses exploitations (trois voies actives, deux voies stéréo large bande plus une voie mono, deux voies façade plus une de retour, etc.) méritait d'être complété d'une option supplémentaire : trois entrées symétriques et trois limiteurs économiques pour une protection complète de chaque ampli, voire une exploitation en HI-FI (ou sonorisation de bar, cabaret) au moyen de deux enceintes satellites pour les médiums-aigues en stéréo et d'un caisson de basses mono. Nous reviendrons sur cet usage particulier un peu plus loin.

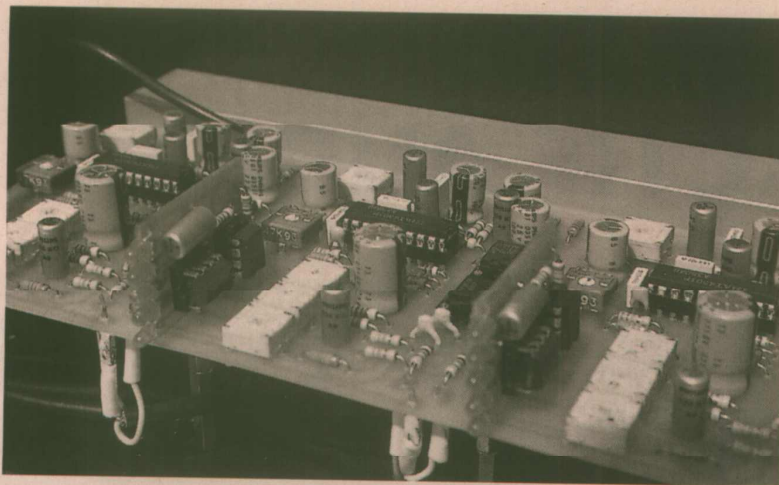
Le schéma que nous proposons figure 1 ne représente qu'un tiers de la maquette, mais suffit largement puisque les trois voies sont identiques. Dans le cas d'une affectation «satellite», les modifications seront mineures et ne remettront que peu en cause l'implantation «hard». Nous ne reprendrons pas ici l'analyse du 4301 détaillée dans les pages 65 à 69 du n° 559, le but de l'opération étant

d'offrir une application proposant une entrée symétrique, des temps d'attaque et de retour ajustables, une indication visuelle des effets ainsi qu'un niveau de sortie réglable (indispensable pour l'usage d'amplis ILP). Il est bon de savoir que les ILP présentent une sensibilité de -10 dBu pour accéder à la pleine puissance.

Si c'est convenable en HI-FI, c'est fort dérangent pour toute exploitation professionnelle. Il est donc nécessaire d'abaisser cette sensibilité d'au moins 10 dB si on veut être conforme avec la réalité.

Bien entendu, un limiteur placé en amont pourrait «réguler» la modulation au niveau souhaité, mais ce serait bien ridicule : si on admet par exemple une source présentant des crêtes à +10 dBu pour un 0VU calibré à pleine puissance des amplis, cela reviendrait à écraser de 20 dB, soit limiter quasiment en permanence.

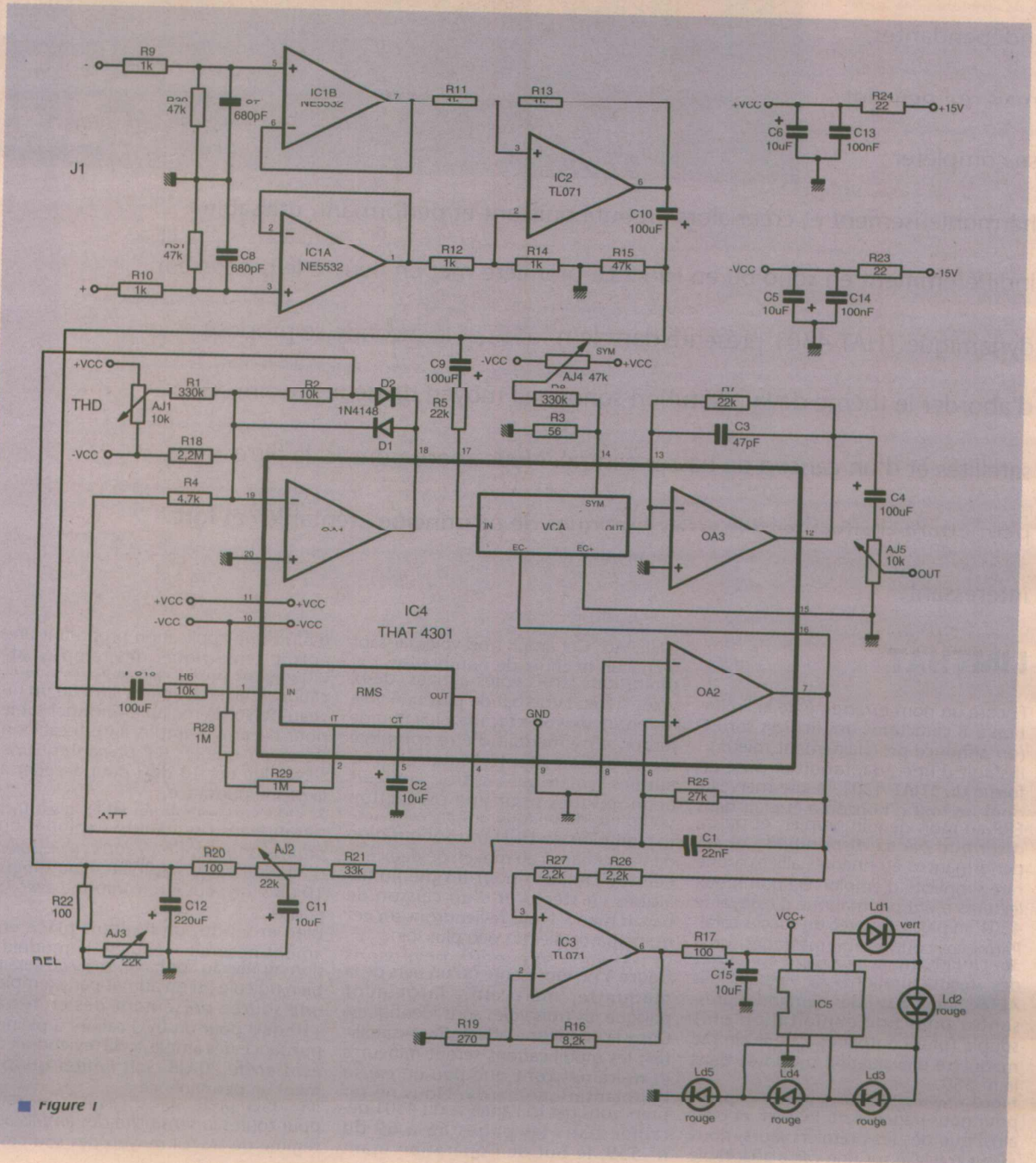
Il est bien préférable d'adapter une fois pour toutes la sensibilité des amplis au régime de travail moyen des sources,



et ce pour plusieurs raisons parmi lesquelles le respect d'une dynamique minimale et la réduction du bruit. En atténuant par exemple de 10 ou 14 dB le signal entrant dans l'ampli, on réduit d'autant le bruit global de la chaîne placée en amont. De plus, un limiteur n'ayant alors à traiter que les excès (et non à servir d'adaptateur de niveau), on obtient d'excellents résultats dynamiques.

L'étage d'entrée symétrique est constitué d'une paire d'amplis non inverseurs différenciés dans IC2. L'isolation en continu est assurée par C10 et le point nodal C10/R15 est à retenir si on devait insérer un filtre actif pré-limiteur. La modulation est ensuite envoyée dans deux directions :

1 - par C9/R3 elle attaque en courant le VCA intégré dans IC4, et «ressort»



■ figure 1

par C4 avant d'être réglée en amplitude par AJ5. L'ensemble de la chaîne (AJ5 non compris) présente un gain de 1 à condition bien évidemment que EC- (broche 16 de IC4) soit à 0V. Ce sera donc par AJ5 que l'on adaptera la sensibilité de l'ampli suiveur comme conseillé précédemment.

2 - par C16 et R6 on traite l'intégralité du signal dans le détecteur RMS de IC4. La tension continue disponible en sortie est linéaire en rapport au log de la tension d'entrée, et dans cette application se trouve inversée dans OA1 qui n'extrait que les tensions positives issues de la broche 4 de IC4, auxquelles on additionne une tension continue par AJ1 pour fixer le seuil de l'action. Le rapport d'amplification dans OA1 est de 2 : il faudra en tenir compte pour la suite du traitement.

C'est à partir de là que nous avons légèrement détourné la maquette d'évaluation du THAT 4301.

Nous voulions en effet disposer de temps d'attaque et de retour réglables en fonction de l'utilisation. Les tensions négatives disponibles en sortie de OA1 chargent C12 ainsi que C11 au travers de R20 + n de AJ2. Si on admet que $R20 + AJ2 + R21 = 2 \times R25$, la sortie de OA2 sera conforme aux exigences de EC- soit 6,5 mV par dB. On a bien divisé par deux ce qui avait préalablement été multiplié par deux, donc match nul, mais t att est alors réglable par AJ2 et t rel par AJ3 + R22. Cette formule vient en complément de la constante de temps propre au détecteur RMS et définie telle que $0.023 Ct/It$, Ct correspondant à la valeur retenue pour C2, et It au courant traversant R28+R29.

Chacun sait que la notion de temps est directement liée à la fréquence du signal à traiter et un minimum de 30 à 50 ms est impératif si on veut respecter les fréquences basses.

Nous reviendrons sur ce sujet, mais terminons dans la foulée l'examen du schéma si vous le permettez ?

Pour ceux qui ont découvert le 4301 dans ERP (ou d'après la doc de SCV Audio), un réglage de gain de +/- 20 dB était proposé en «forçant» OA2. Cette solution a été exclue afin de rendre simple une mesure de «l'effet» seul.

On conçoit bien que toute intervention sur OA2 entacherait d'erreur une mesure effectuée sur EC- par le fait qu'elle viendrait s'ajouter au traitement dynamique «pur et dur». Par ailleurs, un gain de 0 à +20 dB n'avait aucun intérêt dans notre histoire: au contraire, un affaiblissement était souhaitable.

AJ5 est alors «tout bénéfique» puisqu'il permet d'adapter la sensibilité du récepteur, de réduire d'autant le bruit de la chaîne et évite de toucher à EC-. Ainsi, en //16 de IC4 on dispose d'une tension positive (ou nulle) représentative d'une limitation, réellement et uniquement issue de la side chain.

Pour cela, IC3 amplifie EC- (sans l'inverser) afin d'activer IC4, traditionnellement TFK 257 (ou 67 : seuls les points de mesures diffèrent légèrement. Le 57 est plus large avec -11 dB au maxi, alors que le 67 est plus fin et se limite à

-8 pour des valeurs identiques de R16 et R19).

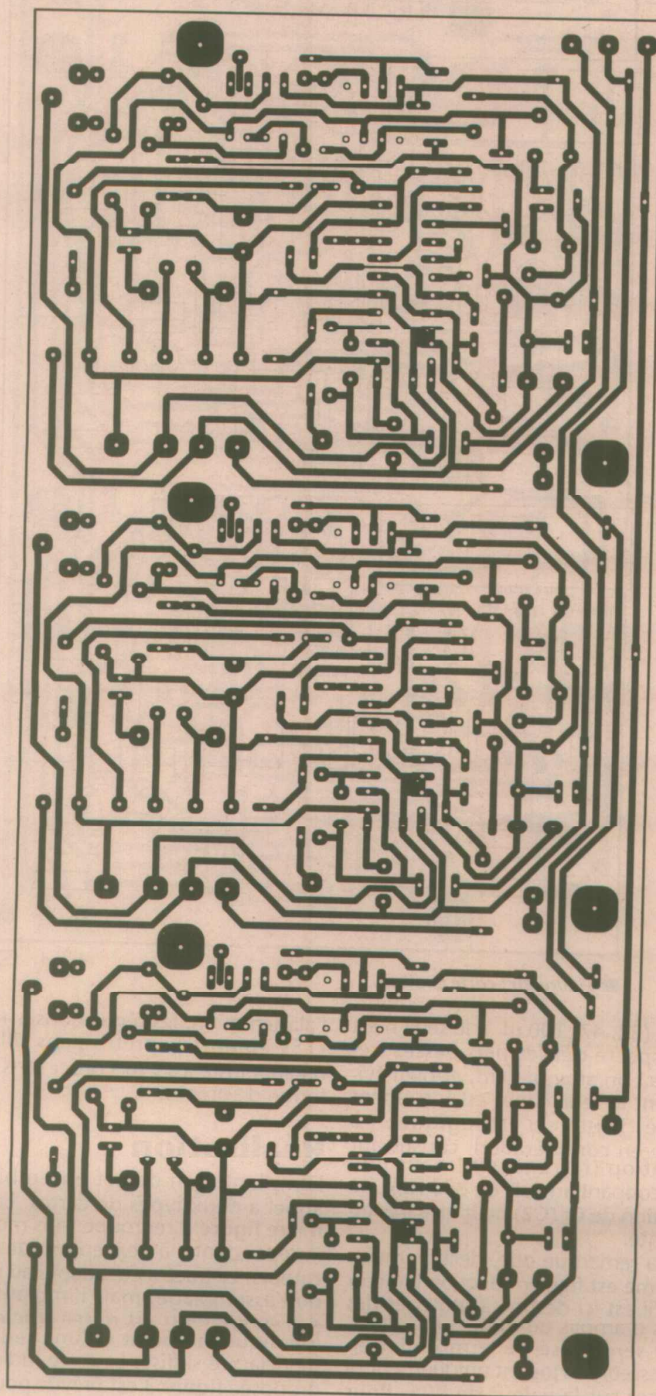
De nombreux essais passionnants ont été faits en modifiant Ct (C2) au moyen d'un commutateur permettant de sélectionner des valeurs comprises entre 10 nF et 100 µF. L'auteur peut assurer de suite et par expérience, que 10 nF à 10 µF suffisent largement pour tirer les conclusions principales, à savoir quelle constante de temps adopter en fonction de la fréquence la plus basse à traiter ?

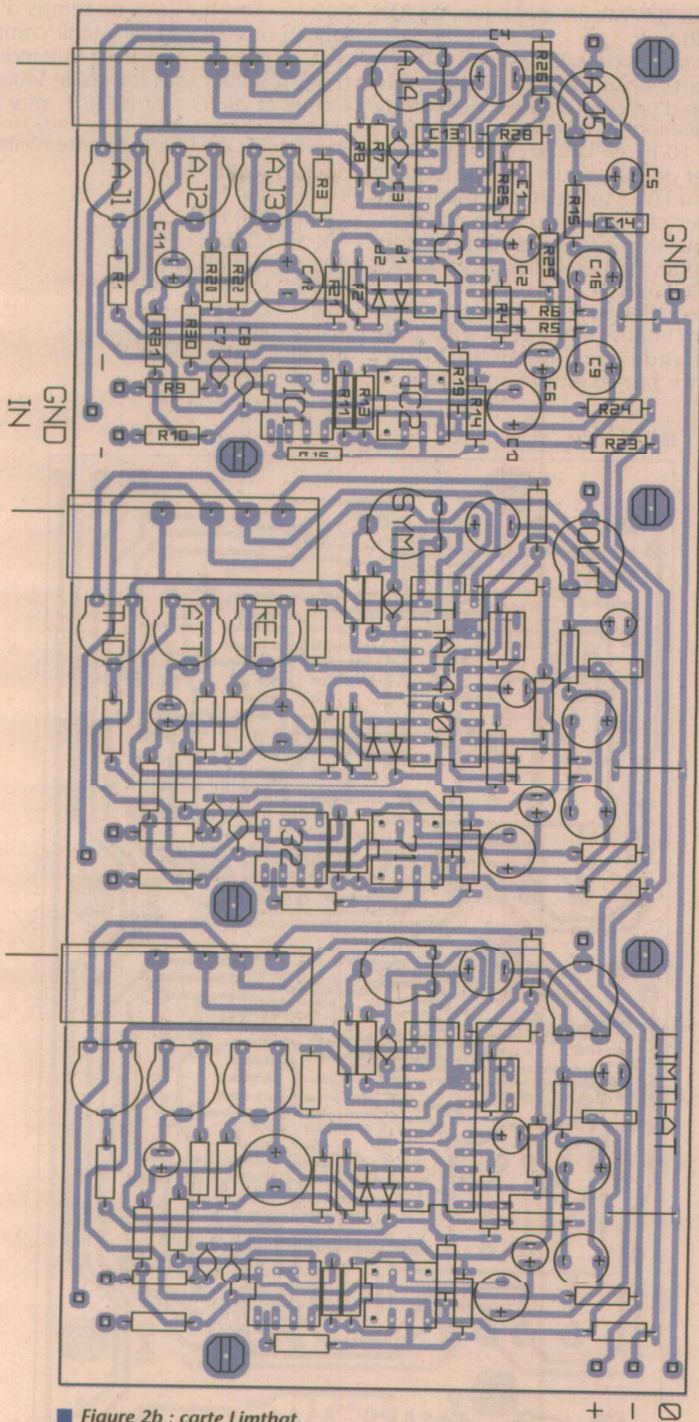
Il est en effet possible d'adapter le minimum imposé par It et Ct si on traite une bande préalablement filtrée, comme par exemple supérieure à

800 Hz. Des mesures de temps d'attaque ont été faites sans tenir compte de C12 et C11. En voici à titre indicatif les résultats sous forme de tableau simple et direct : Ct (C2) / F mini acceptable (notes arrondies mais issues de mesures sur une maquette réelle et d'essais pratiques).

10 nF / 800 Hz
47 nF / 630 Hz
100 nF / 350 Hz
220 nF / 250 Hz
470 nF / 180 Hz
1 µF / 120 Hz
2,2 µF / 80 Hz
4,7 µF / 35 Hz
10 µF / 20 Hz

■ Figure 2a





■ Figure 2b : carte Limthat.

Au delà (22, 47, 100 μ F), le seuil n'est plus respecté dès les plus basses fréquences : on attaque tard, et bien évidemment le seuil choisi est forcément dépassé. Tout ceci est logique et à prendre en considération, car suivant l'utilisation (filtrage actif dans une bande coupant au delà de 800 Hz) une adaptation de Ct (C2) peut être très intéressante.

On aura remarqué que, délibérément, le système est figé en fonction limiteur puisqu'il est destiné à protéger des entrées d'amplis de toute surmodulation. Il serait aisé de le modifier en compresseur, en jouant uniquement (à la baisse) sur la valeur de R25. Pour

l'alimentation, les régulations à +15 et -15V étant déjà prêtes dans HILPAC, on aura juste à s'y raccorder sans autre forme de procès.

Réalisation

L'implantation de cet ensemble fait appel à deux types de cartes. La première figure 2 regroupe trois modules indépendants, à l'exception des indicateurs. Le tracé a été adapté au mieux de l'assemblage, mais l'implantation des composants est restée strictement identique, au point qu'une seule nomenclature suffit. La carte indicateur proposée figure 3 est prévue pour être

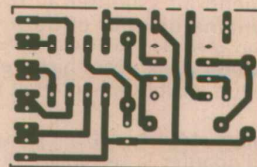
engagée perpendiculairement, aux endroits indiqués sur le dessin précédent. Pour IC5, on choisira le TFK le plus facile à approvisionner, avec peut-être toutefois une préférence pour le 257. Les cotes de l'ensemble ont été soigneusement étudiées pour « entrer » dans HILPAC, comme le montrent les photographies. On remarquera quand même que le montage pourrait parfaitement se contenter des 33 mm de hauteur d'un rack 1U. ce qui n'est pas inintéressant.

Les ajustables seront réglés au gré des besoins de chacun, à l'exception de AJ4 (sym) qui sera calé une fois pour toutes au minimum de distorsion pour 1V 1kHz (THD placé au dessus de cette valeur afin de ne pas engager de limitation).

FILSAT

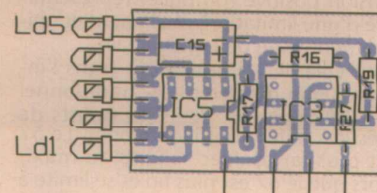
Ou « filtre pour enceintes satellites ».

Le petit montage proposé ici a pour but, partant d'une modulation stéréo large bande, de la répartir en trois canaux et ce de la façon suivante : «L» au delà de 100 Hz, «R» idem et «B» (voie centrale mono) en deçà de 100 Hz. Cette méthode qui ne date pas d'hier, part du principe que les fréquences inférieures à 100 Hz ne sont plus directives, et l'emploi d'une paire d'enceintes par définition volumineuses, ne présente guère d'intérêt surtout en exploitation domestique ou en cabaret. Aussi l'idée est venue de proposer un caisson de graves unique (utilisé parfois comme table basse dans un salon ou encore caché sous une banquette dans les lieux publics), et de confier le reste du spectre, en stéréo, à deux enceintes «satellites» de volume bien moindre donc plus faciles à «caser» ! Dans les années 80 cette solution était très prisée par les épouses des audiophiles, lesquelles toléraient une chaîne dans leur salon mais à condition qu'on ne voit pas les enceintes et qu'elles prennent le moins de place possible. Une version «livre de poche» que l'on aurait pu cacher derrière des rideaux épais leur convenait parfaitement, mais n'était pas du goût de leur compagnon comme on peut s'en douter. De nombreux conflits conjugaux sont nés (et naissent sans doute encore) de



■ Figure 3a : carte indicateur.

■ Figure 3b



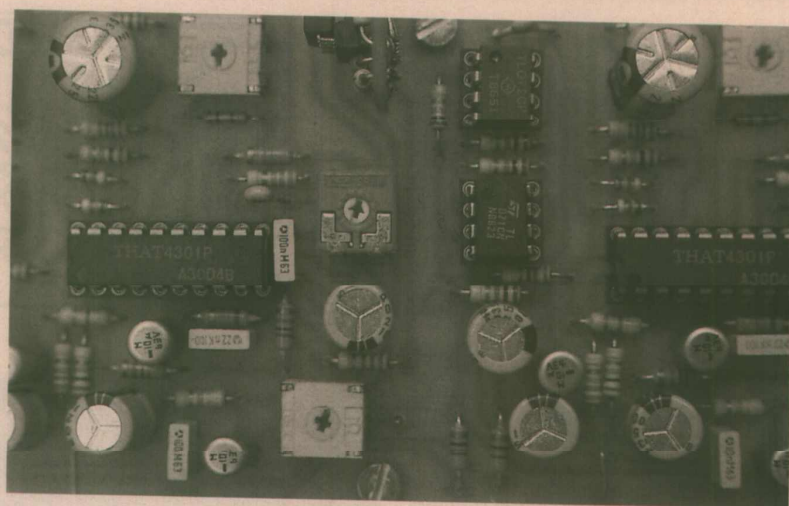
l'inadéquation entre faible volume des enceintes et production de sons graves. On comprend alors pourquoi les plus belles chaînes étaient installées chez les célibataires... L'auteur n'a-t-il pas entendu d'excellentes réalisations personnelles utilisant des tuyaux d'égout en ciment brut comme caissons de basses ! Il faut avouer que si ça sonnait du tonnerre, c'était une esthétique difficile à faire admettre à une fée du logis...

Si les choses ont un peu évolué, il ne reste pas moins - comme le rappelle très justement notre confrère Mr. DELELETE (SONO de juin 94 pages 220 à 226) que les satellites ont bien du mal à descendre jusqu'à 60 Hz (ce qui est déjà magique), mais conduit à laisser de côté quand même plus d'une octave.

Pour sa part, votre serviteur a choisi pour satellites une paire de NS10M Studio YAMAHA (écoutes de proximité mondialement adoptées en studio), dont on peut voir figure 4 la réponse en fréquence : la plongée en dessous de 70 Hz est évidente. Tenter de corriger cette dernière par un artifice électronique quelconque ne conduirait qu'à dégrader les excellentes performances de 100 Hz à 15 kHz (transmodulation, vibrations, perte de définition, etc.).

Aussi est-il prévu de tenter de contier le bas du spectre à un caisson équipé d'un seul 46. Pour l'instant, ce sont quatre 31 qui officient en mono, mais il y a encore mille essais à faire : le bas médium des A 402 nous manque un peu et le choix des amplis n'est pas fixé Tubes, 10W, 50W...?

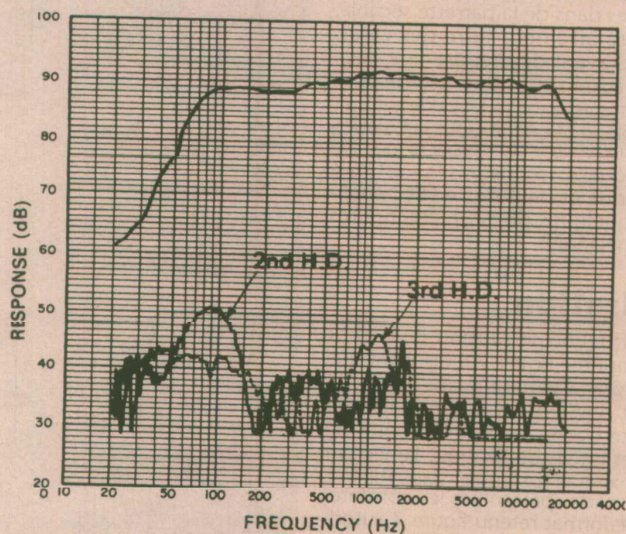
Le synoptique de l'étude est donné figure 5 et n'attend que peu de commentaires. Les filtres retenus sont des BUTTERWORTH 24 dB/oct, et après bien des hésitations nous avons opté pour de simples passe-haut et passe-bas au lieu de passe-bandes qui auraient pu par exemple couvrir 100 Hz - 22 kHz et 20 Hz - 100 Hz. Il a été décidé de laisser aux



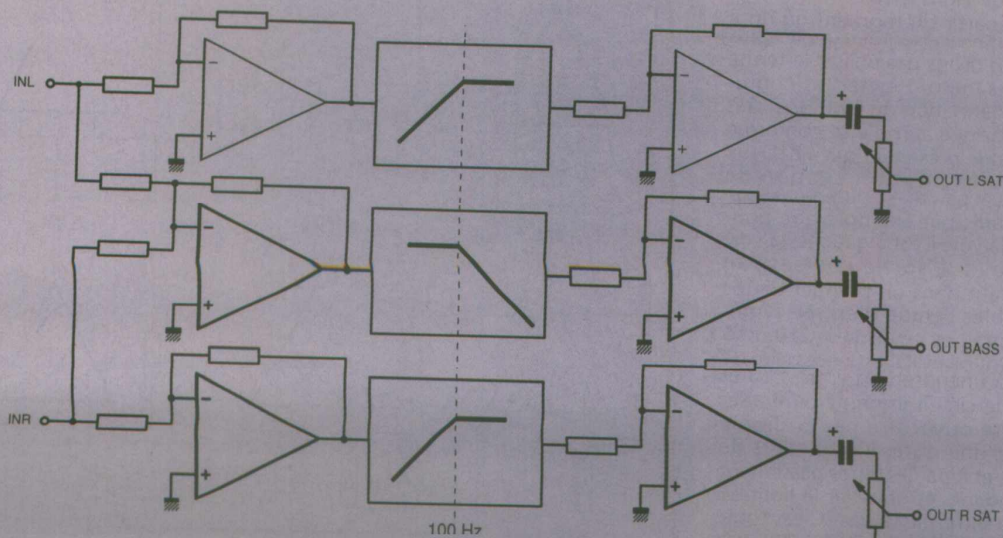
transducteurs le soin de «s'éteindre» tout seuls aux extrémités.

Si la fréquence de coupure des satellites à 100 Hz n'est à priori pas à re-

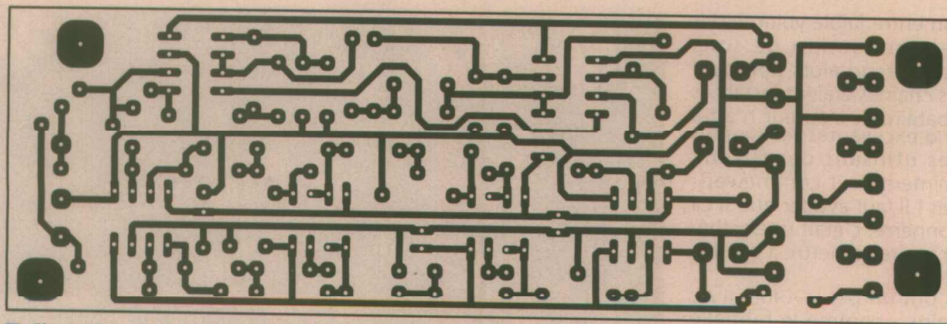
mettre en cause, celle du passe-bas peut être à remonter légèrement afin de compenser un éventuel éloignement entre caisson et satellites. Pour



■ Figure 4 : réponse d'une NS10M Yamaha.



■ Figure 5 : synoptique d'un filtrage actif deux voies.



■ Figure 7a : carte Filsat.

cela le schéma figure 6 montre que le simple changement de 4 résistances (R14 à 17 de valeurs identiques), suffira.

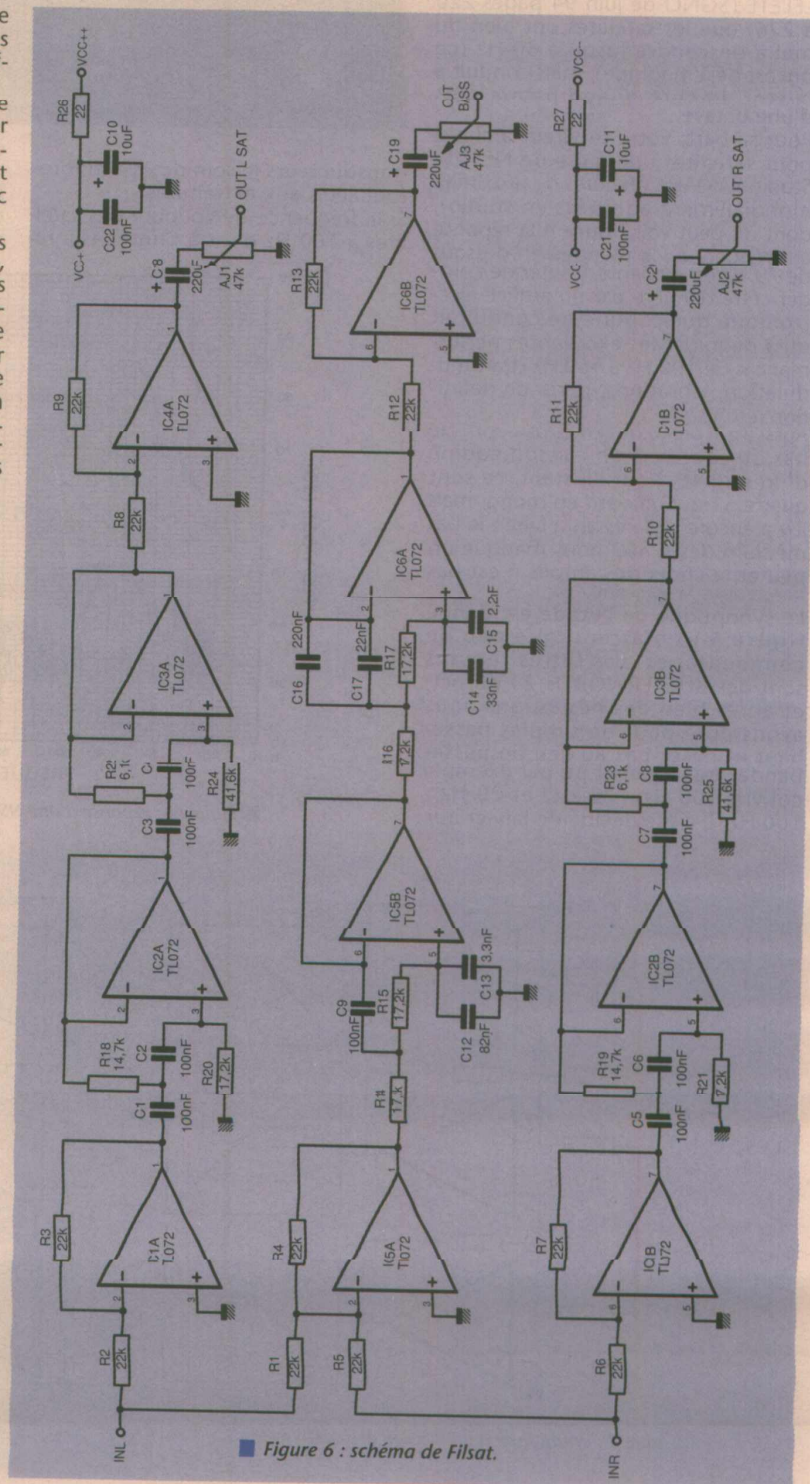
On retrouvera le calcul des filtres dans le numéro 557, mais il sera facile d'utiliser ici pour le passe-bas (avec les valeurs indiquées pour C9, C12 à C14, C16 et C17), le produit $F \times R = 1723556$, avec F en Hz et R en Ohm.

En implantant des paires de broches déclinées dans de la barrette sécable, on pourra aisément faire des essais d'écoutes avant de prendre une décision. Chaque sortie de filtre dispose d'un ajustable dans le but d'équilibrer l'ensemble, que ce soit pour la balance des satellites ou pour doser la section grave, laquelle - rappelons le - est monophonique et peut de ce fait bénéficier de quelques dB supplémentaires dus au mélange.

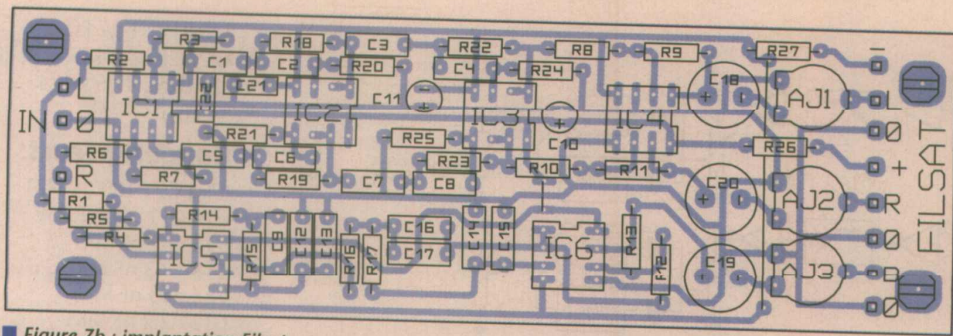
Réalisation

La construction se satisfait d'un petit circuit imprimé figure 7 n'exigeant que deux straps. Celui longeant AJ1 à AJ3 pourrait d'ailleurs être remplacé par une piste tracée entre les broches de sorties et les vis de fixation. Le lecteur qui souhaiterait assembler dans HILPAC les deux cartes présentées ici, constatera que le format retenu figure 7 autorise à fixer FILSAT sous LIMTHAT. Ceci facilitera grandement l'adaptation, car il faudrait modifier légèrement FILSAT comme nous allons le voir.

En effet, à partir du moment où on a décidé de travailler en deux voies plus une (nous n'osons pas utiliser le terme «trois voies» afin d'éviter les confusions), l'organisation de LIMTHAT doit être transformée afin d'être conforme au synoptique présenté figure 8. Deux entrées suffisent, et il est bon de conserver les bénéfices de la symétrie. En admettant par exemple que pour LIMTHAT la voie L est à gauche, la voie R à droite et la sortie «basses» au centre, il faut dans un premier temps ne pas câbler l'étage d'entrée symétrique central, et ce jusqu'à C10, R15 compris. Pour L et R il est nécessaire de procéder à une insertion entre C10 et C9/C10 : le circuit imprimé offre aisément cette ouverture par la simple coupure d'une piste. Il suffit alors de refermer L et R par les filtres passe-haut correspondants et de relier le limiteur central au filtre passe-bas. C'est tout, et d'une simplicité telle qu'il n'était pas utile de dessiner une carte spécifique. On pourrait faire aussi l'économie de AJ1 à AJ3, avec une nuance pourtant



■ Figure 6 : schéma de Filsat.



■ Figure 7b : implantation Filsat.

pour AJ3: si AJ1 et AJ2 font double emploi avec les réglages de sorties du limiteur, pour ce qui concerne AJ3 ce n'est pas tout à fait la même chose puisqu'il risque d'y avoir 6 dB de plus dans le mélange.

Une solution simple - évitant d'avoir soit à garder AJ3 (ou un pont diviseur par 2, fixe) ou à décaler le threshold de la voie centrale, consiste à faire tomber le gain - par défaut dans le mélange, en remplaçant R4 de FILSAT par 10 kΩ. Cette méthode présente l'intérêt de pouvoir éliminer AJ1 à AJ3 mais aussi d'éviter toute saturation du filtre central due à une modulation «grave» importante, présente à la fois dans L et R.

Autrement, il est rare en musique enregistrée que des maxi en basses (inférieurs à 100 Hz, ne l'oublions pas) soient présents simultanément au même niveau sur L et R, et ce à la limite de saturation moyenne (+ 18 dBu).

Aussi notre avis est de couper la poire en deux, donc de perdre 3 dB dans le mélange (R4 = 15 kΩ) et de laisser au limiteur le soin de réduire les éventuels excès. Si cette solution était retenue, un «soyeux» dérèglement de OUT BASS pourrait conduire aux meilleurs résultats.

Ces réflexions sont en fait «plutôt» théoriques, car l'expérience prouve que rares sont les modulations dépassant + 15 dBu en sonorisation, même après traitement dans les consoles les plus réputées : quand on a + 8 sur une crête, les «kWs» en façade ou retours étant généralement limités à pleine puissance pour + 4, on est déjà en mode «repli stratégique» !

Toutefois, comme nous l'avons dit, FILSAT est plutôt destiné à un usage domestique, et il serait même raisonnable (et économique) de réduire la puissance des amplis : 2 fois 30 W en satellites et 30 voire 60W en basses suf-

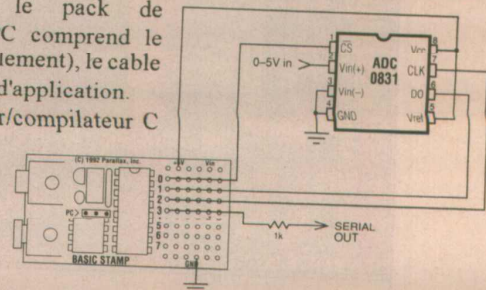
iraient très largement. Modifier HILPAC de la sorte ne poserait aucun problème. Il existe aussi dans la gamme ILP un modèle 2 fois 30 W dans un package unique, et un transfo adapté. Cette formule aurait alors l'avantage de réduire de façon notable le poids de l'ensemble (dans la version photographiée, on dépasse les 15 kg). Pour rassurer ceux qui se sont inquiétés du montage ou démontage des côtés du rack, signalons une astuce simple : souder les écrous fournis avec le rack sur 4 petites plaques d'époxy, et visser ces dernières à l'intérieur des équerres, au moyen de vis fraisées. Ainsi, les 8 écrous pour fixer face avant et arrière sont désormais imperdables. Ceux qui auraient le courage d'usiner 8 trous carrés, pourraient également placer des écrous prisonniers comme ceux que l'on utilise dans les baies 19 pouces, et percer à 5 mm pour exploiter les vis idoines.

LE BASIC STAMP™

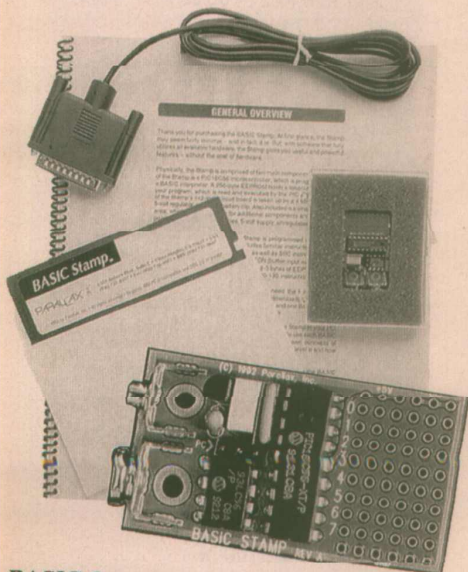
Un microprocesseur de la taille d'un timbre poste qui exécute BASIC

Le BASIC Stamp est un microcontrôleur de 25 X 50 mm qui exécute des programmes BASIC écrits sur votre PC. Il dispose de 8 lignes d'entrée/sortie, facilement programmées pour des communications série, des entrées pour potentiomètres, des mesures d'impulsion, des entrées pour bouton-poussoir, des générations de tonalité, des sorties PWM grâce à des instructions spécifiques (SERIN, PWM, BUTTON,...) s'ajoutant aux commandes BASIC classiques (GOTO, FOR...NEXT, IF...THEN,...). Chaque instruction utilise 2 à 3 bytes parmi les 256 bytes de l'EEPROM, permettant d'écrire un programme de 80 à 100 instructions s'exécutant à environ 2000 instructions par seconde. Pour faciliter la programmation, le pack de programmation utilisable sur PC comprend le logiciel, le manuel (anglais actuellement), le câble de programmation, et des notes d'application.

Aussi disponibles : programmeur/compilateur C simulateur...pour la famille PIC 16 C xx.



17 instructions; c'est tout ce qu'il faut pour piloter le convertisseur A/N, lire la valeur mesurée et envoyer le résultat sur la ligne série.



BASIC Stamp

Pack de programmation

BASIC Interpreter Chip

Pour la France, paiement par mandat postal, VISA ou virement à notre compte BNP 17015774

CONDITIONS REVENDEUR : NOUS CONSULTER SVP.

270,-FF/ 1680,-BEF HT frais d'envoi non compris

670,-FF/ 4155,-BEF HT

112,-FF/ 690,-BEF HT

G.S.E. sprl INDUSTRIAL PC & SENSORS

Avenue de la Résistance, 228 - 4630 SOUMAGNE (BELGIQUE)

Tel : (19 32) 41 77 51 51

Fax : (19 32) 41 77 53 53

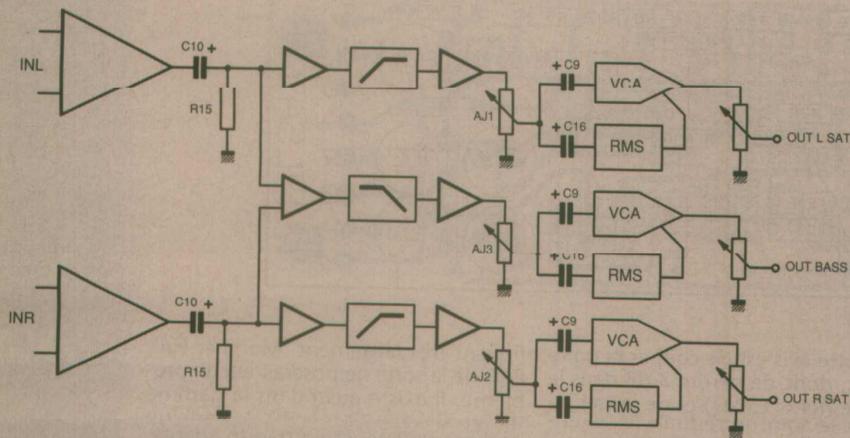


Figure 8 : l'interconnexion préconisée.

Conclusion

En jonglant avec toutes les petites cartes ou modules que nous avons déjà proposés dans ces pages, il est possible d'assembler une quantité impressionnante de matériels introuvables sur le marché, mais surtout de construire exactement ce que l'on veut : ni plus, ni moins.

Pour équiper par exemple LIMTHAT de sorties symétriques, il suffira de se reporter au numéro précédent. Inclure FILSAT dans la régie de commutations audio (ERP n° 559/560) ou adapter des limiteurs simples, peu coûteux et per-

formants à une petite sonorisation ne sera désormais qu'une simple formalité, etc.

A vos idées, et bon travail !

Jean ALARY.

NOMENCLATURE FILSAT

Résistances:

R1 à R13 : 22 kΩ
R14 à R17, R20, R21 : 17,2 kΩ (17,4 kΩ)

R18, R19 : 14,7 kΩ
R22, R23 : 6,1 kΩ (6,19 kΩ)
R24, R25 : 41,6 kΩ (41,2 kΩ)
R26, R27 : 22 Ω

Condensateurs:

C1 à C9 : 100 nF MKT
C10, C11 : 10 μF 25V
C12 : 82 nF MKT
C13 : 3,3 nF MKT
C14 : 33 nF MKT
C15 : 2,2 nF MKT
C16 : 220 nF MKT
C17 : 22 nF MKT
C18 à C20 : 220 μF 25V
C21, C22 : 100 nF MILFEUIL

Ajustables PIHER:

AJ1 à AJ3 : 47 kΩ

Semiconducteurs:

IC1 à IC6 : TL072 + supports 8 broches

Divers:

T1 cosses poignard

LIMTHAT

Résistances :

R1, R8 : 330 kΩ
R2, R6 : 10 kΩ
R3 : 56 Ω
R4 : 4,7 kΩ
R5, R7 : 22 kΩ
R9 à R14 : 1 kΩ
R15, R30, R31 : 47 kΩ
R16 : 8,2 kΩ
R17, R20, R22 : 100 Ω
R18 : 2,2 MΩ
R19 : 270 Ω
R21 : 33 kΩ
R23, R24 : 22 Ω
R25 : 27 kΩ
R26, R27 : 2,2 kΩ
R28, R29 : 1 MΩ

Ajustables PIHER :

AJ1, AJ5 : 10 kΩ
AJ2, AJ3 : 22 kΩ
AJ4 : 47 kΩ

Condensateurs :

C1 : 22 nF
C2, C5, C6, C11, C15 : 10 μF
C3 : 47 pF
C4, C9, C10, C16 : 100 μF
C7, C8 : 680 pF
C12 : 220 μF
C13, C14 : 100 nF

Semiconducteurs :

IC1, NE5532 + support 8 b
IC2, IC3 : TL071 + supports 8 b
IC4 : THAT 4301 + support 20 b
D1, D2 : 1N4148
Ld1 : LED 3 mm verte
Ld2 à Ld5 : LED 3 mm rouge

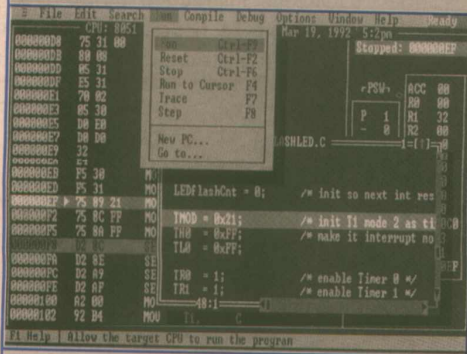
BSO

L'ALLIANCE DES COMPÉTENCES

Systeme de développement intégré
pour microprocesseurs 8, 16, 32 bits

DEBUGGEZ

pour moins de 10 000 FHT



- Debug source
- Souris
- Multi-fenêtrage
- Sondes technologies PGA, DIP, PLCC...

CIBLES :

Z 80, 8051
68 HC 11, 68 HC 16
68 xxx, 80 x 86,
NEC Vxx, 80 C 16x
Am 29000, R 3000...

BSO propose le meilleur de la Technologie

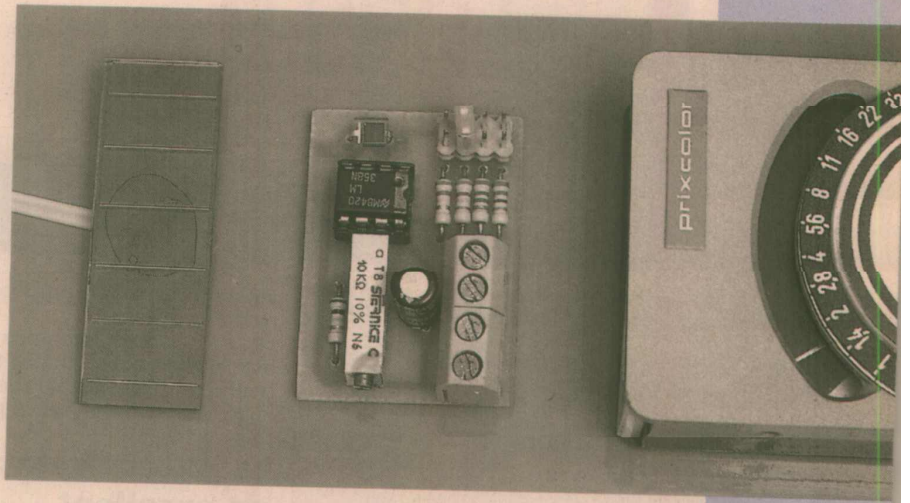
64, rue Claude CHAPPE
78370 PLAISIR - FRANCE

BOSTON
SYSTEMS
OFFICE
FRANCE

Tél. : 33 (1) 30 34 22 22
Fax : 33 (1) 30 34 24 02

UN CAPTEUR PHOTOMÉTRIQUE POUR L'ADC10

Les convertisseurs analogiques-
numériques ADC10, 12, et suivants
de PICO TECHNOLOGY peuvent
mesurer pratiquement n'importe
quelle grandeur physique, pour
peu qu'on les raccorde à un
capteur approprié.



Plus encore qu'en matière de température ou de pression, il est
particulièrement simple de réaliser un capteur photométrique, communément
appelé luxmètre mais capable en réalité de faire une foule de choses...

Quelques notions de photométrie

Mesurer la lumière est une tâche redoutablement délicate si on ne sait pas très exactement ce que l'on veut déterminer, et dans quelles conditions. Même les laboratoires les plus sérieux obtiennent parfois des résultats très discordants, faute de s'être mis d'accord sur un protocole de mesure parfaitement défini.

Il faut savoir que la grandeur photométrique de base est l'intensité d'une source lumineuse, dont l'unité légale est la candéla. Le lux, unité la plus connue du grand public, est par contre une unité d'éclairement, ce qui est fondamentalement différent.

La figure 1 montre que pour recevoir un éclairement d'un lux, un écran d'un mètre carré doit être placé à un mètre d'une source lumineuse ponctuelle rayonnant une intensité d'une candéla de façon uniforme dans toutes les directions.

En toute rigueur, l'écran devrait être une calotte sphérique d'un mètre carré de surface, et non un carré plan d'un mètre de côté : ainsi, tout point de l'écran sera bien distant d'un mètre de la source. C'est important, car l'éclairement reçu varie en raison inverse du carré de la distance de la source.

Dans les conditions qui viennent d'être définies, la portion d'espace limitée par les quatre droites joignant la source aux coins de l'écran représente un « angle solide » d'un stéradian, et renferme un flux lumineux d'un lumen (un lux correspond par conséquent à un lumen par mètre carré).

Ainsi éclairé, l'écran va à son tour réfléchir au moins une partie de la lumière reçue. Il présente donc une certaine luminance, qu'on exprime en candélas par mètre carré, unité parfois appelée « nit ».

C'est cette luminance que mesurent les posemètres utilisés en photographie, alors que les luxmètres mesurent la quantité de lumière reçue par une surface (par exemple une table de travail). La relation entre les deux est complexe, car faisant appel aux caractéristiques réfléchissantes de l'écran (albedo) et à l'angle sous lequel on observe celui-ci.

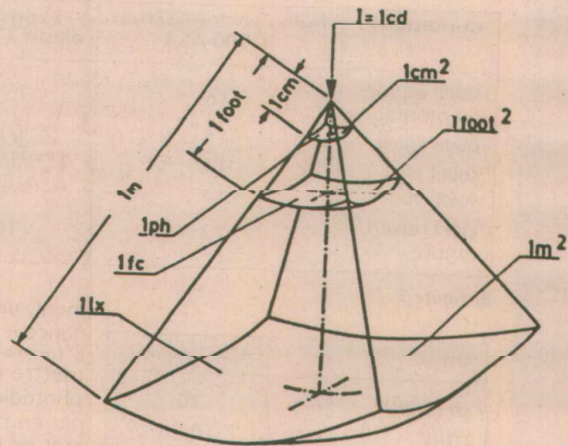
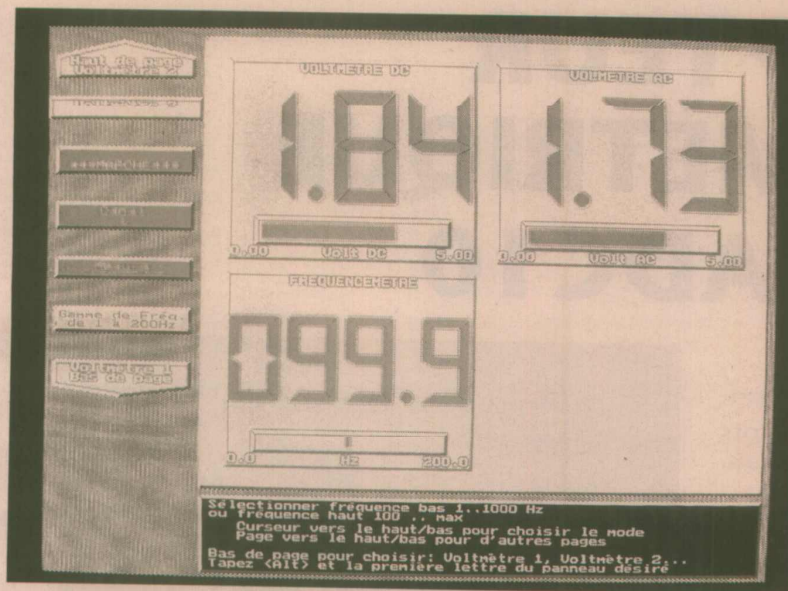


Figure 1 : les notions d'éclairement, d'intensité et d'angle solide représentées schématiquement.

En photographie, par exemple, on estime généralement qu'un sujet « moyen » ne renvoie guère que 18% de la lumière qu'il reçoit.

Pour fixer les idées (et pour aider nos lecteurs à dégrossir l'étalonnage de l'instrument dont nous allons décrire la réalisation), la figure 2 donne quelques ordres de grandeur de l'éclairement reçu par une surface soumise à



Conditions	Éclairage approximatif (lux)
soleil à midi	140 000 maxi
plein soleil	100 000 à 125 000
ciel clair (zénith)	6250
ciel clair (horizon)	3125
projecteur diapo 24V/150W sur 1m ²	1000 à 1500
table de travail	500
ombre par beau soleil	435
demi-jour	1875
crépuscule	70
nuit tombante	1,5

■ Figure 2

Conditions	Indice de lumination iL 100 ASA	Exposition diaph à 1/250s	Luminance sujet cd/m ² (nit)
soleil en mer ou montagne	16	f/16	8000
plein soleil	15	f/11	4000
soleil	14	f/8	2000
soleil voilé	13	f/5,6	1000
ciel couvert/ ombre	12	f/4	500

■ Figure 3

Unité	Nit = cd/m ²
sb (Stilb)	10 ⁴
cd/ft ²	10,76
cd/in ²	1550
asb (Apostilb)	0,318
L (Lambert)	3183
ftL (foot Lambert)	3,43

■ Figure 4

différentes conditions usuelles. On peut déjà constater que la dynamique est considérable! Parallèlement, la figure 3 fournit quelques exemples de luminance de sujets communément photographiés,

ainsi que les conditions correspondantes.

La luminance est exprimée en cd/m², mais le tableau de la figure 4 donne les coefficients de conversion vers d'autres unités parfois employées en pratique.

La photodiode : un excellent luxmètre !

Pour l'électronicien, toute mesure photométrique passera par une cellule photoélectrique, à charge pour lui de se transformer en physicien lorsqu'il s'agira de déduire de ses indications une intensité lumineuse, un éclairage

ment, un flux lumineux, ou une luminance.

L'un des capteurs les plus faciles à mettre en œuvre est assurément la photodiode, car si on la fait fonctionner en pile photovoltaïque, son courant de court-circuit est pratiquement proportionnel à l'éclairage reçu.

Nous sommes donc en présence d'un luxmètre en bonne et due forme ! Mais les choses ne sont pas si simples, car il faut tenir compte de la «réponse spectrale» de la diode.

Une photodiode PIN au silicium monocristallin, par exemple, est surtout sensible au rouge et à l'infrarouge. On s'en convaincra aisément en rapprochant la courbe de réponse spectrale de la BPW34, reproduite à la figure 5, de l'échelle des couleurs et des longueurs d'onde de la figure 6.

Pour un usage photométrique de précision, il faut prévoir d'ajouter à ce genre de diode un filtre bleu-vert bien spécifique. Les photopiles au silicium amorphe, par contre, présentent une réponse spectrale très proche de celle de l'oeil humain, référence la plus communément admise.

Témoin la figure 7, qui compare les courbes de réponse de l'oeil humain, des photodiodes au silicium monocristallin, et des photopiles au silicium amorphe SOLEMS.

Normalement destinées à des applications d'alimentation à faible puissance, ces cellules dont la figure 8 détaille la constitution, font donc de fort bons capteurs photométriques !

Malgré des dimensions très différentes, on pourra constater que la BPW34 et la plus petite des cellules SOLEMS affichent des sensibilités comparables.

La figure 9 montre que la BPW34 débite, en court-circuit, environ 65 µA quand elle reçoit 1000 lx, alors que d'après la figure 10 la cellule SOLEMS 05/048/016 se place vers 95 µA.

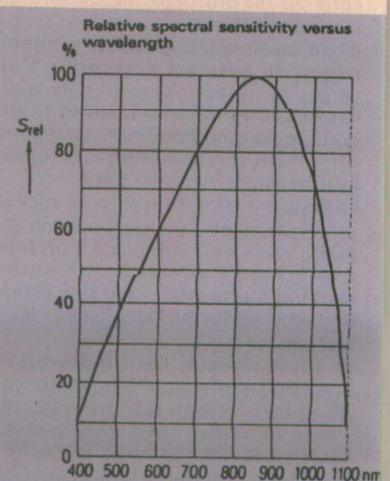
En fait, l'essentiel de la différence provient du fait que la pile SOLEMS est composée de cinq diodes élémentaires en série, disposition qui permet d'augmenter la tension disponible.

Mais en court-circuit la tension est de toute façon nulle, tandis que le courant débité est lié à la surface (environ 1,2 cm²) unitaire des éléments.

Notons tout de même qu'avec 7 mm² seulement de surface active, la BPW34 affiche un rendement de conversion très supérieur.

Tout cela signifie que moyennant un réglage légèrement différent, le montage qui va être décrit pourra utiliser indifféremment une BPW34 (SIEMENS ou CENTRONIC), ou une pile SOLEMS. On préférera la pile SOLEMS pour les mesures d'éclairages dont le résultat en lux devra être significatif, et la BPW34 lorsqu'on aura besoin d'un capteur de très petites dimensions, notamment pour procéder à des mesures de densité optique.

A condition d'opérer en lumière monochromatique (LED rouge ou diode laser), la disposition de la figure 11 permet en effet de déterminer la trans-



■ Figure 5 : réponse spectrale de la BPW 34.

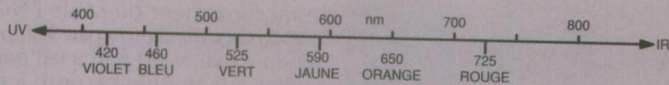
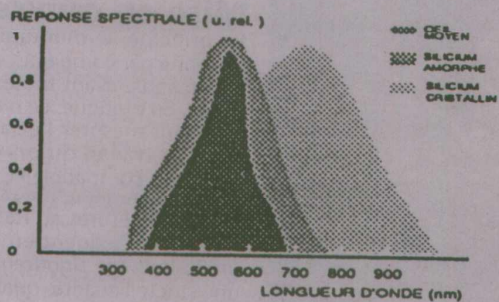


Figure 6 : le spectre (en nm) des couleurs visibles



REPOSE SPECTRALE (u. rel.)
 1
0,8
0,6
0,4
0,2
0

300 400 500 600 700 800 900
 LONGUEUR D'ONDE (nm)

REPOSE SPECTRALE
 LA REPOSE SPECTRALE EST VOISINE DE CELLE DE L'OEIL
 HUMAIN - CE QUI PERMET UNE UTILISATION DES CELLULES
 SOLEMS POUR LES CAPTEURS

Figure 7 : la réponse spectrale des cellules SOLEMS au silicium amorphe est proche de celle de l'œil.

PRINCIPE D'UNE PHOTODIODE
 (3 DIODES EN SERIE)

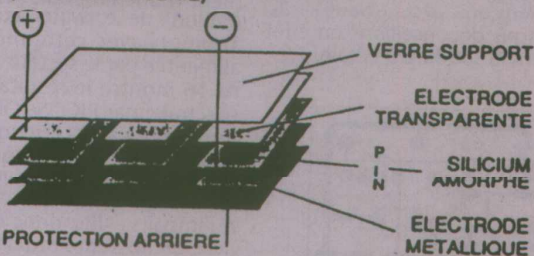


Figure 8 : principe de réalisation d'une cellule SOLEMS.

mission de n'importe quel objet semi-transparent (filtre, film plastique, zone de négatif photo, etc.) Il suffit de régler la chaîne de mesure de façon à afficher 1,00 à vide, pour pouvoir lire directement la transmission après insertion de l'objet. La densité optique se déduit facilement de cette mesure puisqu'au signe près, elle est égale au logarithme décimal de la transmission.

La tension de sortie de l'étage vaut donc tout simplement $U = RI$, R étant la résistance de contre-réaction et I le courant débité par la diode. Compte tenu du gain, réglable entre 1 et 11, du second étage amplificateur, quatre résistances commutables permettront de couvrir dans de bonnes conditions les calibres 50, 500, 5000, et 50000 lx pour 5 V en sortie.

Photocurrent versus illumination

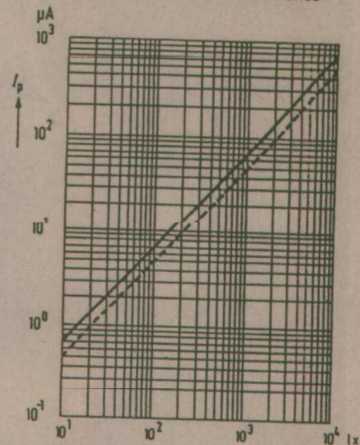


Figure 9 : courant fourni en fonction de l'éclairement.

Courant (μA)

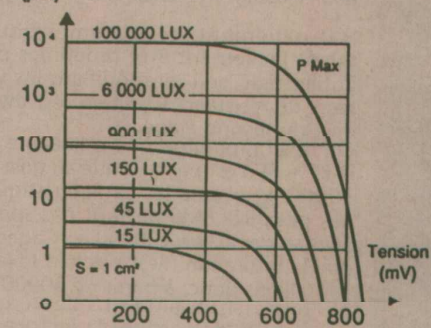


Figure 10 : caractéristique courant-tension pour un éclairement donné.

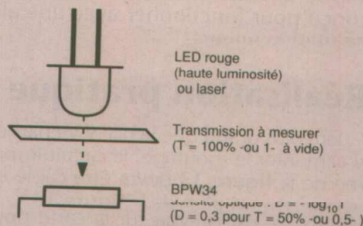


Figure 11 : disposition à prendre pour évaluer la transmission d'un matériau.

UN LUXMETRE A SORTIE 0-5 V

Notre schéma de la figure 12 reprend une disposition qui est un grand classique des recueils d'applications des amplificateurs opérationnels. La tension d'entrée différentielle de l'ampli étant par construction quasiment nulle, la photodiode fonctionne bien en court-circuit. Mais le courant d'entrée de l'ampli étant lui aussi pratiquement nul (impédance d'entrée très forte). le courant dans la résistance de contre-réaction est forcément égal à celui débité par la diode, mais de signe contraire.

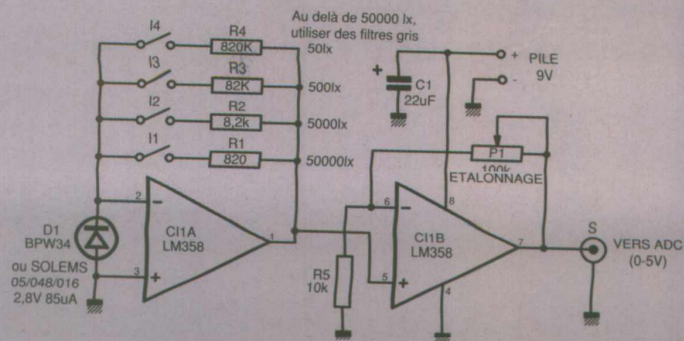
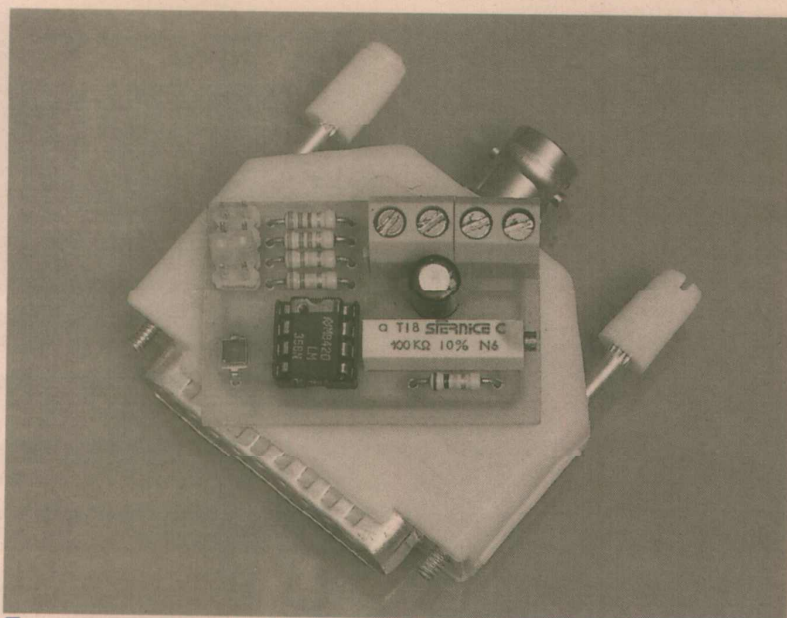


Figure 12 : le schéma d'adaptation cellule-ADC.



■ Un montage très simple qui, grâce à l'ADC 10, rendra de grands services.

Naturellement, ces gammes pourraient facilement être redéfinies par l'utilisateur, soit en modifiant les valeurs de résistances, soit en réglant le gain du second étage.

On notera toutefois que la linéarité de la BPW34 n'est pas garantie au-delà de 10000 lx, et que les caractéristiques des piles SOLEMS ne sont pas spécifiées au-dessus de 100000 lx. Gageons que la saturation n'est pas loin ! Nous conseillons donc, à partir de 50000 lx, d'interposer un filtre gris de densité connue, et de corriger la lecture en conséquence.

On notera que l'alimentation du montage est confiée à une simple pile de 9V, le LM358 étant spécialement conçu pour fonctionner avec une alimentation unique.

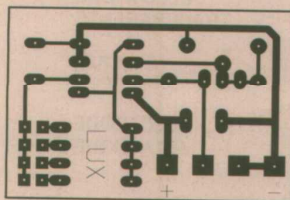
Réalisation pratique

Guère plus grand que la pile 9V chargée d'alimenter le montage, le circuit imprimé de la figure 13 devra être câblé en accord avec le plan de la figure 14.

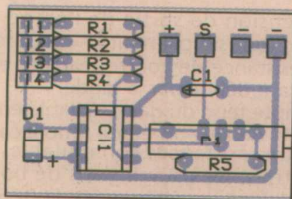
Une place est prévue sur la carte pour une BPW34 (attention à sa polarité, qui pourra déconcerter mais qui est bien la bonne!), mais la pile SOLEMS ne peut y trouver place.

On la reliera donc, si on se rallie à cette solution, par deux fils d'une dizaine de centimètres collés au JELTARGENT sur les deux métallisations prévues à l'arrière de la cellule.

Contrairement aux préconisations du fabricant, nous déconseillons en effet formellement la soudure à l'étain!



■ Figure 13 : le CI très simple....



■ Figure 14 : ... et son implantation.

Un robuste bornier à vis est prévu pour le raccordement du câble BNC vers l'ADC10 et du clip de pile 9V, mais la soudure directe est tout à fait possible. Quant à la double barrette à picote qui, associée à un cavalier mobile, suffit pour des changements occasionnels de calibre, rien n'interdit de la remplacer par un commutateur à galette en cas d'usage intensif.

Mise en œuvre

En principe, le montage devrait être étalonné par comparaison avec un luxmètre fiable avant toute utilisation sérieuse. En pratique, ce n'est cependant pas pour mesurer l'éclairement d'un plan de travail qu'on va mettre en branle un compatible PC et un convertisseur analogique-numérique !

Bien des mesures au moins aussi intéressantes n'exigent en aucune façon un étalonnage rigoureux, mais plutôt une stricte linéarité, qualité que possède ce montage.

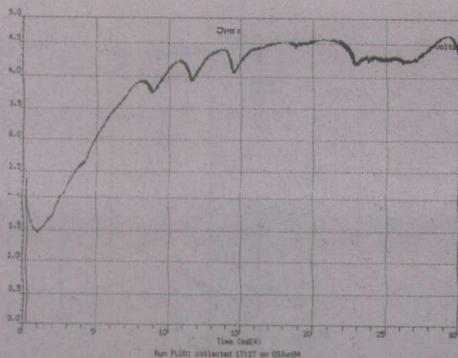
Ce sera bien sûr le cas pour des mesures de densité ou de contraste, mais aussi et surtout pour l'enregistrement de variations sur une période plus ou moins longue.

La figure 15, par exemple, reproduit l'enregistrement, avec PICOLOG, des cinq premières minutes de fonctionnement d'une ampoule «basse consommation» de 20 watts. Etonnant, non ? Toujours avec cette même ampoule alimentée par le secteur 50 Hz, la figure 16 montre le résultat de l'analyse spectrale, par PICOSCOPE, du papillotement si caractéristique des tubes fluorescents : on remarquera avec intérêt la décroissance régulière de l'amplitude des harmoniques, aussi bien pairs qu'impairs. Allez donc en faire autant avec un luxmètre ordinaire...

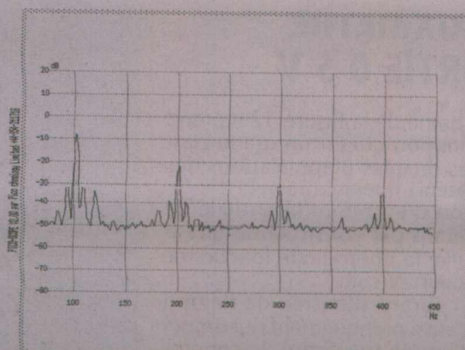
L'occasion est d'ailleurs excellente d'essayer le fréquencemètre numérique de PICOSCOPE, dont l'adjonction aux possibilités du multimètre coïncide avec la francisation intégrale du logiciel. Nous avons obtenu une lecture oscillant entre 99,9 et 100 Hz : c'est normal, puisque chaque demi-période produit une crête de luminosité.

A nos lecteurs d'exploiter maintenant à leur gré les vastes ressources de cet ensemble de mesure photométrique ! Les produits Picotechnology sont distribués par Multipower.

Patrick GUEULLE.



■ Figure 15 : établissement de l'éclairement au bout de 5 mn de fonctionnement d'une ampoule basse consommation 20 W.



■ Figure 16 : analyse spectrale avec picoscope du «papillotement» d'un tube fluorescent.

LES DATES SUR μ CONTRÔLEURS

ACCU32 est déclaré dans le segment DATA de div32
; ACCU32. D3 4

; additionne R2:R3 a R4:R5:R6:R7 résultat dans R4:R5:R6:R7
addR2R3:

```
MOV A,R7
ADD A,R3 ; additionne le LSB
MOV R7,A
MOV A,R6
ADD A,R3 ; puis le MSB
MOV R6,A
RET
```

; multiplie R4:R5:R6:R7 par deux
_mul2:

```
MOV A,R7
ADD A,R7
MOV R7,A
MOV A,R6
ADD A,R6
MOV R6,A
MOV A,R5
ADD A,R5
MOV R5,A
MOV A,R4
ADD A,R4
MOV R4,A
RET
```

; divise R2:R3 par deux
_divR2R3:

```
CLR C
MOV A,R2
RRC A
MOV R2,A
MOV A,R3
RRC A
MOV R3,A
RET
```

ANNEE EQU 1
MOIS EQU 2
JOUR EQU 3

; conversion de la date en nombre de jour comptée depuis le 1 mars 1960
; la date est dans ACCU32[1..3]
; ACCU32+ANNEE -> offset de l'année (0 pour 1960, 1 pour 1961, 2 pour 1962...)
; ACCU32+MOIS -> mois
; ACCU32+JOUR -> jour dans le mois
; le résultat est dans R6:R7

```
_datejour:
MOV R6,#0
INC ACCU32+MOIS ; incrémente le numéro du mois
MOV A,ACCU32+MOIS
CJNE A,#4,date0 ; teste si inférieur au mois de mars
JNC date1
ADD A,#12 ; non...
MOV ACCU32+MOIS,A ; oui, additionne un ans (en mois)
DEC ACCU32+ANNEE ; et enlève l'année correspondante
MOV R6,#0 ; MSB a 0 (pour la multiplication)
MOV R7,A
MOV R4,#12EH
MOV R5,#9AH ; valeur hexa de 7834
CALL _mul16 ; multiplie R4:R5 par R6:R7
```

; résultat dans R4:R5:R6:R7, divise par 256 en prenant R5:R6
MOV A,R5 ; prend le MSB
MOV R2,A ; sauve le MSB
MOV A,R6 ; prend le LSB
MOV R3,A ; et le sauve

; dans R2:R3 le nombre de jour correspondant aux mois
MOV A,ACCU32+ANNEE ; prend les années
MOV R7,A
MOV R6,#0 ; moins de 256 années ! (au max 136)
CALL _mul2 ; X 2
MOV R4,#0B6H
MOV R5,#0A0H ; valeur hexa de 46752 = 365.25 * 128
CALL _mul16 ; multiplie R4:R5 par R6:R7
; dans R5:R6:R7 le nombre de jours correspondant aux années X 256
MOV A,R3 ; X 2 X 128 = X 256

suite page suivante

La manipulation des dates est toujours une opération délicate pour le programmeur. Dans de nombreux programmes, on est amené à faire des calculs sur les dates, pour connaître par exemple le nombre de jours séparant deux dates ou plus simplement pour déterminer le jour de la semaine d'une date donnée. On doit alors choisir entre deux représentations de date : soit on manipule des dates sous forme de nombre de jours écoulés, soit les dates sont représentées sous forme année, mois, jour. Dans le premier cas, les calculs de distance entre deux dates sont triviaux mais leur représentation sous forme habituelle AA/MM/JJ est problématique ; dans le second cas, les calculs sur les dates sont extrêmement difficiles à réaliser. Le programmeur qui souhaite réaliser les fonctions de conversion d'une représentation à une autre se heurtera à deux problèmes : le calcul des années bissextiles et le calcul de la longueur des mois. Nous savons



que la durée de rotation de la terre autour du soleil est approximativement de 365,2422 jours. Jules César a introduit un calendrier basé sur des années divisibles par 100 sauf si elles sont aussi divisibles par 400. Ainsi 1900 n'était pas une année bissextile, mais 2000 sera bissextile et 2100 ne le sera pas. Ainsi pour la période de 1901 à 2099, le calendrier basé sur une année de 365,25 jours sera exact. La majorité des applications à microprocesseur ayant à traiter des dates dans cet intervalle là, nous ne nous intéresserons pas aux corrections centenaires.

Les années bissextiles sont les années divisibles par 4 exceptées les années divisibles par 100. Ainsi 1900 n'était pas une année bissextile, mais 2000 sera bissextile et 2100 ne le sera pas. Ainsi pour la période de 1901 à 2099, le calendrier basé sur une année de 365,25 jours sera exact. La majorité des applications à microprocesseur ayant à traiter des dates dans cet intervalle là, nous ne nous intéresserons pas aux corrections centenaires.

Les années bissextiles sont plus longues d'un jour. Malheureusement pour les programmeurs, ce jour est inséré juste avant le premier jour de mars, alors que l'on aurait préféré le dernier jour de l'année. Aussi dans les calculs, nous considérerons que le premier jour de l'année est le premier mars.

Les problèmes liés à la longueur irrégulière des différents mois peuvent se résoudre de différentes manières : soit on utilise une table qui contient la longueur des différents mois, soit on tire profit des propriétés du résultat entier de la multiplication par 30,6. Le tableau ci dessous illustre ce propos :

M	J = int(M X 30,6)	L = J _{i+1} - J _i	MOIS
0	0	30	
1	30	31	
2	61	30	
3	91	31	
4	122	31	mars
5	153	30	avril
6	183	31	mai
7	214	30	juin
8	244	31	juillet
9	275	31	août
10	306	30	septembre
11	336	31	octobre
12	367	30	novembre
13	397	31	décembre
14	428	31	janvier
15	459	30	février

Les formules ci-dessous illustrent la conversion nombre de jours N en date AA, MM, JJ. Nous prendrons comme année de référence 1960, le premier jour que nous pourrions manipuler sera donc le 1 mars 1960. On pourra prendre n'importe quelle année bissextile comme année de référence.

Conversion JOUR / DATE
 $AA = (N - 0,1) / 365,25$
 JJ = reste de la division précédente + 1
 $MM = (122 + JJ) / 30,6$
 $MM = MM - 1$
 si $MM \geq 13$ {
 $MM = MM - 12$
 $AA = AA + 1$
 }
 JJ = reste de la division précédente + 1
 $AA = 1960 + AA$

```

MOV R7,A ; par 256
CALL addR2R3 ; additionne les deux précédents résultats
MOV R3,A
MOV R2,#0
MOV R3,ACCU32+JOUR ; prend le jour
CALL addR2R3 ; additionne au reste
CLR C
MOV A,R7
SUBB A,#122
MOV R7,A
MOV A,R6
SUBB A,#0
MOV R6,A
RET

```

; conversion du nombre de jour compté depuis le 1 mars 1960 en date
; le nombre de jour est passé dans R6:R7
; la date est renvoyée dans ACCU32[1..2]
; ACCU32+ANNEE -> offset de l'année (0 pour 1960, 1 pour 1961, 2 pour 1962...)
; ACCU32+MOIS -> mois
; ACCU32+JOUR -> jour dans le mois
_jourdate:

```

CLR A
MOV R4,A
MOV R5,A
MOV ACCU32+0,A
CALL _mul2
CALL _mul2 ; multiplie R6:R7 par 4
MOV A,R7 ; la retenue est déjà a 0
SUBB A,#1 ; soustrait 1
MOV R7,A ; à la valeur 24 bits R5:R6:R7
MOV A,R6
SUBB A,#0
MOV R6,A
MOV A,R5
SUBB A,#0
MOV R5,A
CLR A
MOV ACCU32+0,A
MOV ACCU32+1,R5 ; transfère (R6:R7 X 4) - 1 dans ACCU32
MOV ACCU32+2,R6
MOV ACCU32+3,R7
MOV R4,A
MOV R5,A
MOV R6,#05
MOV R7,#0B5H ; valeur hexa de 1461 (365.25 X 4)
CALL _div32 ; divise le nombre de jour(-epsilon) par 365.25
; dans ACCU32+3, le nombre d'année (< 256)
PUSH ACCU32+3; sauve le nombre d'années
; dans R2:R3 le nombre de jour restant (X 4 - le numérateur étant X 4-)
CALL _divR2R3 ; / 2
CALL _divR2R3 ; / 2
MOV A,R3
ADD A,#1+122 ; +1 pour avoir le nombre de jour
MOV ACCU32+2,A ; +122 pour calculer le numéro du mois
MOV A,R2 ; résultat dans ACCU32+1:ACCU32+2 (X 256)
ADDC A,#0
MOV ACCU32+1,A
CLR A
MOV ACCU32+0,A
MOV ACCU32+3,A
MOV R4,A
MOV R5,A
MOV R6,#1EH
MOV R7,#9AH ; valeur hexa de 30.6 X 256
CALL _div32 ; dans ACCU32+3 le numéro du mois
; dans R2:R3 le numéro du jour X 256 (donc numéro du jour dans R2)
MOV A,ACCU32+3 ; prend le numéro du mois
POP ACCU32+ANNEE ; restaure le numéro de l'année
DEC A ; mois = mois - 1
CJNE A,#13,jour0 ; si mois < 13
jour0: JC jour1 ; pas de changement
SUBB A,#12 ; sinon janvier ou février, soustrait un an
INC ACCU32+ANNEE ; et incrémente l'année
jour1: MOV ACCU32+MOIS,A ; sauve le numéro du mois
INC R2 ; prend le numéro du jour + 1
MOV ACCU32+JOUR R2 ; et sauve le numéro du jour définitif
RET

```

Conversion DATE / JOUR :

$AA = AA - 1960$
 si $MM > 2$ {
 $MM = MM + 1$
 }
 sinon {
 $MM = MM + 13$
 $AA = AA - 1$
 }

$NN = \text{int}(MM \times 30,6) + \text{int}(AA \times 365,25) + JJ - 122$

Le listing 1 présente les deux sous-programmes de conversion _jourdate et

_datejour. Ils sont écrit pour des microcontrôleurs de type 80C5X. Les routines _div32 et _mul16 ont déjà été présentées dans ces colonnes (numéro 556). Elles réalisent respectivement la division de ACCU32 par R4:R5:R6:R7 avec résultat dans ACCU32 et reste dans R0:R1:R2:R3, et la multiplication de R4:R5 par R6:R7. Ces différents sous-programmes sont disponibles sur le serveur ERP.



L'OSCILLOSCOPE NUMÉRIQUE «NOTEBOOK» VC-5430 HITACHI

On ne présente plus Hitachi pour ses
diverses activités dans les secteurs de la
construction électrique, électronique –
composants et produits manufacturés –
ou encore électromécanique.

On sait moins, en général, que le géant
japonais est aussi présent sur des
créneaux marginaux à son échelle
comme la mesure et l'instrumentation.

Cette catégorie de matériels distribuée
en France par MB Electronique,
bénéficie des mêmes efforts de

recherche et développement et de la maîtrise technologique du groupe nippon.

Le VC-5430, DSO 2 x 50 MHz au format notebook, en constitue un parfait
exemple.

La première particularité du VC-5430, c'est son format notebook. Outre les avantages que cela procure en utilisation, il faut certainement y voir aussi une volonté d'harmonisation totale avec les microordinateurs portables.

Le VC-5430 est en effet conçu pour communiquer au mieux avec ces outils désormais indispensables. Les avantages, côté exploitation, résident d'abord dans une excellente protection de l'écran LCD couleur à matrices actives TFT et du panneau de commandes, hors d'utilisation ; c'est important car, comme nous le verrons, le VC-5430 est avant tout un appareil de terrain. Deuxièmement, l'écran relevé dévoile un panneau de commandes qui exploite la totalité de la

surface libérée et n'est donc pas miniaturé eu égard à la taille compacte de l'appareil. Enfin l'inclinaison réglable de l'afficheur augmente le confort d'utilisation selon l'ambiance lumineuse et la position de travail. Les accès signaux s'effectuent à l'avant, sous le panneau de commandes, et les liaisons externes, imprimante via port Centronics et RS232 vers l'ordinateur, sur l'arrière. Enfin dans la masse totale de l'appareil, seulement 2 kg, il faut inclure celle des batteries qui confèrent à l'appareil une autonomie de deux heures en service ininterrompu.

La recharge des batteries, tout comme le fonctionnement direct sur secteur, fait appel à un adaptateur-chargeur externe relié à l'appareil par une em-

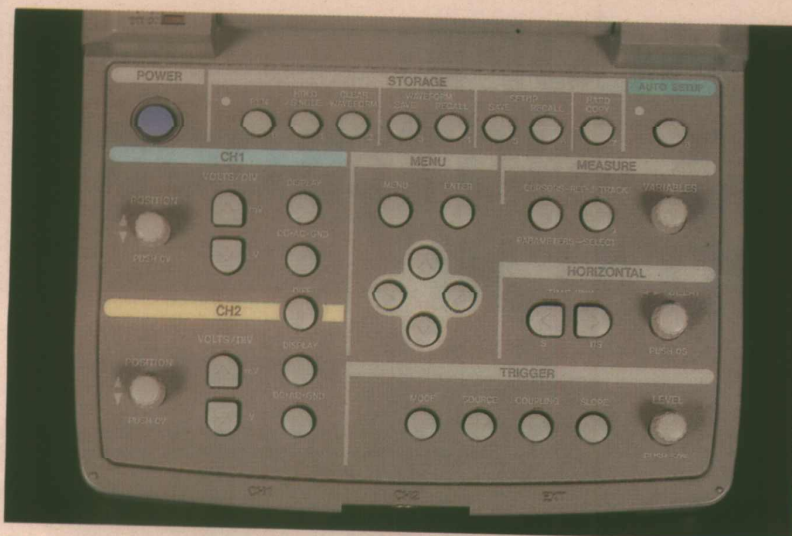
base jack située à côté des ports Centronics et RS232.

Une LED en haut du panneau de commandes signale selon sa couleur la mise en route et le fonctionnement sur batteries ou recharge.

Sur ce type d'appareil, l'autonomie doit être gérée au mieux, sans toutefois entraver l'utilisation.

C'est pourquoi le VC-5430 est doté de modes stand-by et auto power-off. Ces modes de fonctionnement sont activés et paramétrés dans une des six pages de menu et peuvent être réglés entre une minute et une heure. En mode stand-by l'appareil coupe le rétroéclairage de l'écran – qui consomme presque autant que toute l'électronique – si aucune action n'est enregist-





■ Un panneau de commandes ergonomique malgré la petite taille du VC-5430.

trée pendant le temps prédéfini. En auto power-off, et pour les mêmes conditions, l'appareil s'éteint automatiquement. Signalons qu'à l'inverse on peut programmer, appareil en veille, des acquisitions intermittentes par timer.

Ces possibilités adjointes à celles de jugement sur gabarit (GO-NOGO) que l'on peut entrer en mémoire à partir d'une trace de référence font du VC-5430 un appareil principalement dédié au contrôle et au test sur le terrain.

Ces particularismes mis en évidence, le VC-5430 dispose des fonctionnalités couramment rencontrés sur un scope numérique.

- L'acquisition peut s'effectuer en temps réel jusqu'à une vitesse de balayage de 5 μ s/div.
- L'échantillonnage en temps équivalent, de 2 μ s/div à 5 ns/div, est du type aléatoire et préserve les possibilités de prédéclenchement, réglable sur 10 divisions par le vernier delay +/-.
- Le mode ROLL ou défilement est sélectionné par menu – un accès direct par touche sur le panneau de commandes aurait été bienvenu – et validé pour les vitesses de balayage allant de 0,2 s/div à 50 s/div.

Les niveaux de déclenchement et de référence (masse) sont affichés sur l'écran, respectivement par les symboles T, \rightarrow 1, \rightarrow 2. Concernant le déclenchement, la position du repère suit le taux pré ou post-déclenchement, choisi par le vernier delay en + ou en -. Un appui sur ce dernier réinitialise automatiquement le déclenchement à 0. Les modes run – acquisition en continu après déclenchement –, hold – maintien de la dernière acquisition – et single – monocoup, sont directement accessibles via deux touches.

Fait important, on peut, les traces étant figées en maintien, les dilater dans les deux axes X et Y, et exploiter les fonctions de mesure disponibles sur l'appareil.

Le VC-5430 dispose par ailleurs, et c'est classique, d'un auto set-up toujours pratique à l'initialisation et d'une fonction «resume» validée par menu qui permet de revenir sur la dernière configuration retenue avant extinction.

Il dispose de cent mémoires de traces (UBYTE) qu'on accède, une fois validées par menu, via la touche save-recall et le pavé numérique double fonction.

On peut aussi enregistrer et rappeler un écran complexe (PIXEL) ou dix setups (configurations) qui retiennent tous les paramètres de travail établis avant sauvegarde.

Le mode persistance (non variable) est enclenché par menu mais peut être réinitialisé via la touche clear waveform.

Ce mode est très pratique grâce aux réécritures successives sans rafraîchissement d'écran, pour évaluer les enveloppes aussi bien temporelles que d'amplitude, soit une gigue ou une modulation.

Parmi les autres caractéristiques générales, le VC-5430 permet d'opérer des moyennages pour extraire le signal du bruit, ou éliminer ce dernier. Le moyennage est du type exponentiel avec un facteur réglable entre 2 et 256. Il dispose aussi d'une fonction «divide Trigger», le rapport de division possible s'étalant de 2 à 4096. Là encore il s'agit d'une fonctionnalité qu'on retrouve de plus en plus fréquemment sur les scopes numériques et qui rendra de grands services sur des impulsions non récurrentes, sur des signaux vidéo ou sur tous les types de signaux où il peut y avoir des déclenchements malencontreux. Par exemple, si l'on choisit le mode TV-V, ou déclenchement TV trame, on sait qu'il y aura recouvrement partiel des traces affichées dû au décalage d'une demi-

ligne entre les trames paires et impaires. En choisissant conjointement TRIG+4, le problème n'existe plus, on capturera toujours les signaux en provenance de la même trame. De même, sur des impulsions de largeur et de rapport cyclique variables, il est possible, mieux qu'avec une commande d'inhibition (hold-off) de capturer un train complet sans gigue de déclenchement. Mais incontestablement les autres points forts de cet appareil résident dans ses nombreuses fonctions de mesures dont certaines peuvent être automatisées, à son mode test sur gabarit GO-NOGO, et à son fonctionnement en flottant, mode différentiel total entre CH1 et CH2, défini par menu. Dans ce mode, l'appareil peut être déclenché en externe ou par le signal différentiel CH1-CH2 lui-même.

Attention, toutefois, de rester dans les limites des tensions supportables sans dommage par chaque préampli de voie, soit 42 V (crête + continu). Ceci peut paraître faible mais avec la sensibilité minimale de 1 mV et l'emploi de sondes appropriées 1/10 voire 1/100, on peut traiter n'importe quel problème sans risque. Dans ce mode, toutes les mesures automatisées, soit 17 paramètres, sont aussi accessibles de même que les sauvegardes. C'est intéressant pour des mesures sur les réseaux locaux avec liaisons différentielles mais aussi, toutes précautions d'atténuation prises, pour effectuer des contrôles sur des alimentations ou convertisseurs, voire sur des ensembles directement reliés au secteur.

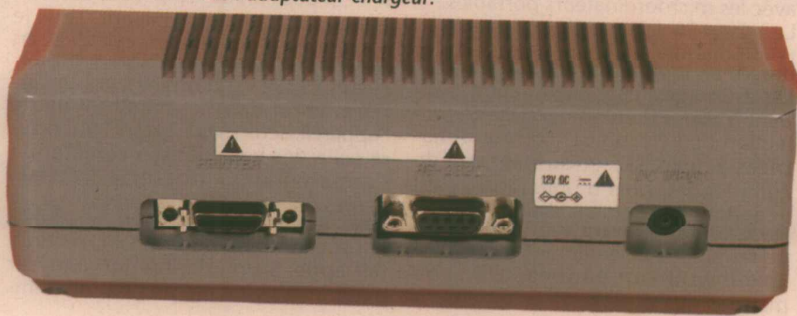
Le paramétrage des ports Centronics et RS232 reste très simple, et les formats de sortie pour plotter ou imprimante on ne peut plus complets. Là encore, on s'aperçoit que le VC-5430 est fait pour communiquer au mieux les données qu'il aura su acquérir dans les lieux les plus divers.

En mode GO-NOGO, après entrée et édition éventuelle du domaine de validité, on peut programmer des conditions qui se traduiront par des réactions automatiques de l'appareil :

- impression d'une acquisition hors limites
- passage à un autre set-up
- beep de signalisation
- arrêt de l'appareil
- mise en mémoire de la trace invalidée.

Rappelons que le gabarit est entrée à partir d'une trace de référence issue des voies 1 ou 2 ou de leur combinaison ou transformation linéaire mais on peut aussi se limiter à une portion de courbe encadrée par les curseurs.

■ L'arrière de l'appareil avec les ports Centronics, RS 232 et l'entrée 12 V= de l'adaptateur-chargeur.



CARACTERISTIQUES

Système vertical :

- 2 voies DC-50 MHz (-3 dB), 10 Hz-50 MHz en couplage AC
- Résolution 8 bits - précision $\pm 3\%$ au-dessus de 2 mV/div
- Sensibilité 1 mV/div. en 12 positions (1-2-5)
- Voie externe DC-50 MHz
- Mode différentiel flottant sur CH1 et CH2 (CH1-CH2) avec remise à l'échelle automatique de CH2 par rapport à CH1
- Impédance d'entrée 1 M Ω /23 pF (± 3 pF).

Système horizontal :

- Vitesse d'échantillonnage max : 30 Mech/s (simultanément sur les 2 voies)
- Mémoire acquisition : 2 K mots par canal
- Base de temps : 5 ns/div à 2 μ s/div $\pm 1\%$ en temps équivalent
5 μ s/div à 1 s/div $\pm 0,04\%$ en temps réel
0,2 s/div à 50 s/div $\pm 0,25\%$ en mode défilement (ROLL)
- Pré-déclenchement : 10 div max réglable
- Post-déclenchement : 400 div max réglable

Déclenchement :

- Sources : CH1, CH2, DIFF, EXT
- Modes : auto, normal, TV-V, TV-H
- Couplage : DC, AC, HF rej, LF rej (50 kHz)
- Sensibilité : 0,5 div de DC à 10 MHz
1,5 div de 10 à 50 MHz
ext. : DC à 50 MHz $\geq 0,1$ V $\hat{c}a$ c
- Déclenchement divisé : de 2 à 4096

Affichage :

- Traces, conditions de mesure, statuts, menus, dans différentes couleurs parmi huit.
- Mode persistance infinie ou rafraîchi, interpolation sinus ou linéaire, loupe en vertical et horizontal sur une trace figée.
- Affichage des niveaux de référence, du point de déclenchement, du graticule ou des axes.

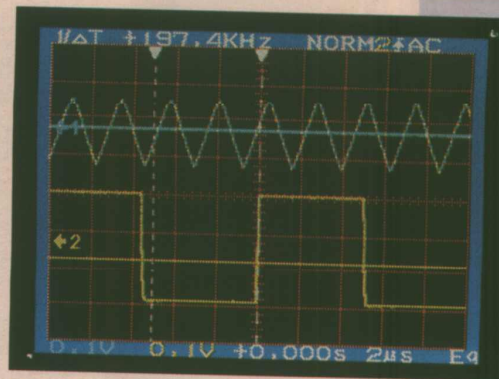
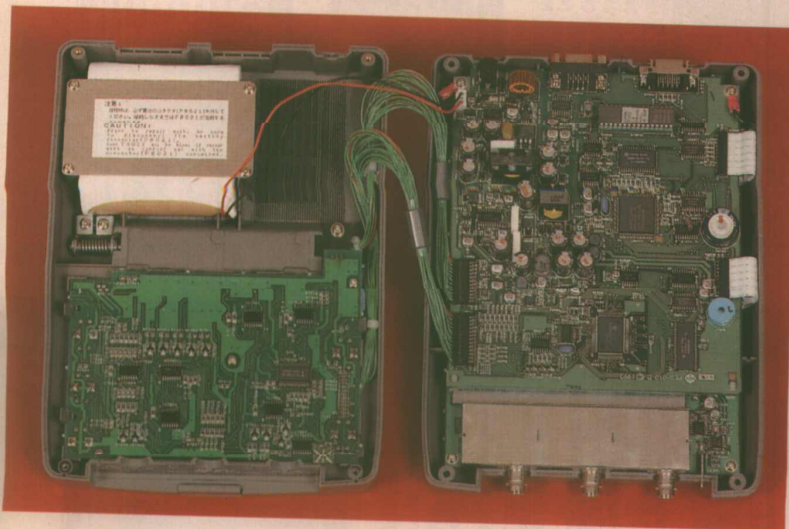
Fonctions :

- Moyennage exponentiel 2ⁿ avec n de 2 à 256
- Addition, soustraction, inversion de trace
- Δt , ΔV par curseurs avec 4 parmi les dix-sept mesures automatiques suivantes en simultané : fréquence, période, temps de montée et descente, largeur d'impulsion, rapport cyclique, min., max., tension moyenne, crête à crête, RMS, crête, pré et over shoot
- Auto set-up
- Mémoire (save/recall) cent traces, 10 set-ups (configurations), 1 écran
- Timer paramétrable pour auto power-off, stand-by, et allumage-acquisition programmables.

Deux jeux de fonctions algébriques – fonction 1 et 2 – ainsi que le choix de mesures automatisées dont quatre quelconques peuvent être simultanément affichées parmi les dix-sept pos-

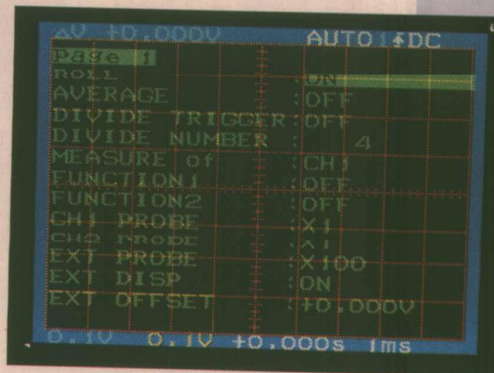
sibles (voir caractéristiques) complètent l'éventail des fonctionnalités. Lorsqu'on travaille en mode différentiel (CH1-CH2) flottant, le signal EXT peut être affiché ou participer à

Une conception et une réalisation soignées qui font appel à des LSI... Hitachi...
Les préamplis de voies sont blindés comme il se doit.



L'affichage LCD-TFT couleur d'une très bonne lisibilité avec le rappel des modes de fonctionnement en haut et en bas de l'écran.

Le menu de la page 1, le set-up en cours reste opérationnel.



n'importe quelle combinaison algébrique avec la trace diff. Toutes les mesures lui sont applicables.

Au total, il ne manque peut-être qu'un mode déclenchement crête. Par ailleurs, cet appareil, facile à exploiter, ne souffre que d'une légère lenteur d'affichage en échantillonnage en temps équivalent lorsque le mode dot.join (vecteurs) est choisi. Mais ce léger défaut dû au temps de traitement simultané à d'autres tâches ne se révèle pas bien gênant dans la plupart des cas, il faut juste le savoir.

CONCLUSION

Le VC-5430 se positionne comme un excellent outil de terrain, facile à utiliser, léger, ergonomique, disposant d'une bonne autonomie et doté des fonctionnalités qui vont de pair avec ce type d'exploitation. Si son prix, 21330 F HT adaptateur secteur et sondes inclus, est tout à fait justifié voire même bien situé vis-à-vis de matériels proches sinon équivalents, on regrettera néanmoins celui des accessoires optionnels : 1470 F HT pour la sacoche quasiment obligatoire et 1037 F HT pour le cordon Centronics. Notons que le logiciel d'acquisition de données sur PC est, lui, gratuit. Enfin, signalons qu'un petit frère est prévu pour le début novembre : le VC-5410, version économique 2 x 20 MHz-15 Mech./s, avec dix mémoires de traces, expurgée du mode GONOGO sur gabarit.

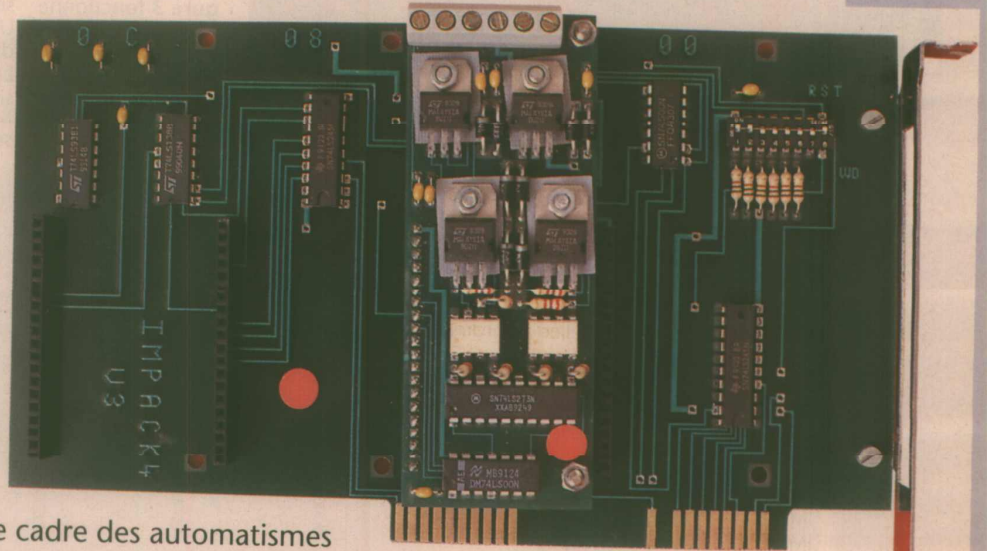
C. DUCROS

e
RADIO
PLANS

563 / 47

IMPACT : UN SYSTÈME MODULAIRE D'ENTRÉES-SORTIES POUR PC

L'installation sur un
compatible PC d'un
système d'entrées-sorties
logiques ou analogiques
permet d'accéder à
d'innombrables
applications pratiques,



tout particulièrement dans le cadre des automatismes
et de la mesure. De nombreuses marques proposent toute une variété de cartes
couvrant les besoins les plus divers, mais dont les prix et les possibilités
conviennent surtout aux utilisations industrielles. Le système IMPACK de
SIDENA est basé, lui, sur des cartes-support et toute une gamme de modules
enfichables dédiés chacun à une fonction précise.

Ce concept permet à chacun de se composer au meilleur coût le système d'entrées-sorties répondant exactement à ses besoins du moment, quitte à le faire évoluer ultérieurement par simple enfichage de modules supplémentaires.

LES POINTS FORTS D'IMPACT

IMPACT se caractérise par sa souplesse, sa simplicité, et sa modularité. Souplesse, car IMPACT permet d'intégrer des fonctions très diverses à partir d'éléments modulaires :

- entrées/sorties logiques avec ou sans isolation galvanique ;
- entrées/sorties analogiques ;
- Compteurs, compteurs/décompteurs ;
- commandes de moteurs, commandes de puissance ;
- éléments d'affichage etc.

Simplicité, car IMPACT s'assemble

comme un jeu de construction. Le logiciel nécessaire est réduit au minimum, et des exemples adaptés à chaque cas sont fournis sur disquette.

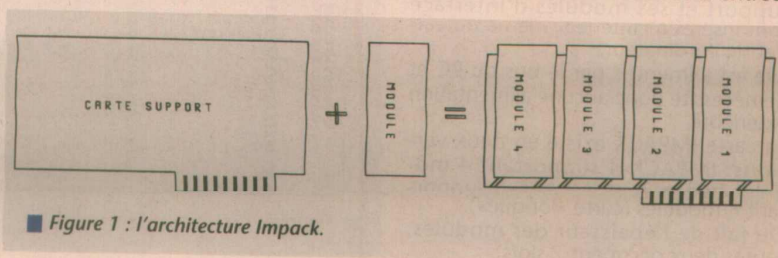
Modularité, car plus d'une trentaine de modules différents sont proposés. Ils peuvent s'adapter à volonté sur quatre cartes de base différentes correspondant au type d'interrage souhaité. Il est ainsi possible de réaliser des systèmes «à la carte», en particulier dans les domaines suivants :

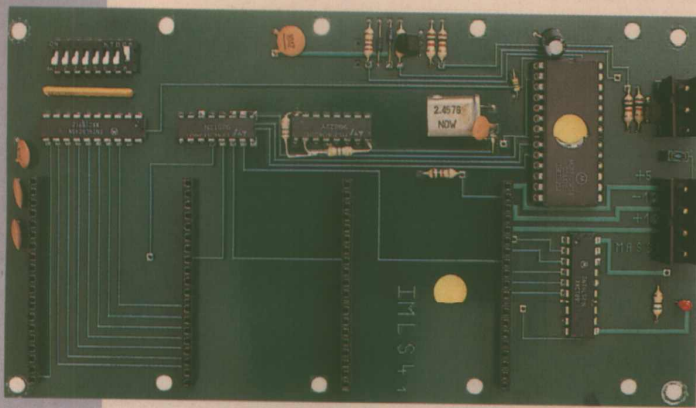
- acquisition de données ;
- bancs d'essais, bancs de test ;

- enseignement ;
- automatismes industriels ;
- commande de machines ;
- robotique ;
- contrôle de qualité ;
- surveillance et sécurité etc.

Les éléments du système

Un ensemble IMPACK se compose d'une carte-support sur laquelle viennent s'enficher des modules d'entrée/





La programmation des transferts de données entre l'ordinateur et les modules d'entrée/sortie (lecture d'un module et écriture dans un module) est particulièrement simple, et les échanges sont très rapides.

La carte IMLS figure 3 fonctionne avec tout ordinateur muni d'une liaison série RS-

d'interface doit être éloigné de l'ordinateur.

Chaque carte ayant sa propre adresse, on peut installer jusqu'à 8 cartes «IMLS» sur une même liaison série. Les échanges avec l'ordinateur respectent un protocole simple avec vérification de la communication, et un transfert dure environ 10 millisecondes.

Cette carte nécessite évidemment une alimentation indépendante. Elle supporte quatre modules, et peut se connecter à la carte extension IMEXT, qui permet de brancher 4 modules supplémentaires.

Un logiciel de dialogue est fourni sur disquette.

La carte IMPRN figure 4 se branche simplement sur une prise d'imprimante parallèle (CENTRONICS). Pouvant se trouver à quelques mètres de l'ordi-

sortie spécialisés, selon le principe schématisé à la figure 1. Il existe trois types de cartes support, adaptés à différents besoins :

- Carte support «IMPACT» pour tous compatibles PC, enfichable dans l'un des slots de l'ordinateur.

- Carte support «IMPRN» reliée à l'ordinateur par liaison parallèle de type imprimante «CENTRONICS».

- Carte support «IMLS» reliée à l'ordinateur par liaison série.

De très nombreux modules d'entrées/sorties sont proposées, notamment :

- IMPIA - 24 entrées-sorties.
- IMSB - 8 sorties TTL.
- IMST - 8 sorties à transistors.
- IMSO - 8 entrées optocouplées.
- IMREED - 4 relais REED.
- IMMPP - 4 transistors de puissance.
- IM8E - 8 entrées TTL.
- IMEB - 8 entrées pour contacts secs.
- IMEO - 8 entrées optocouplées.
- IMSWITCH - 8 dip-switches.
- IMSA - 1 sortie analogique 8 bits.
- IMSA12 - 1 sortie analogique 12 bits.
- IMEA - 8 entrées analogiques 8 bits.
- IMEA12 - 1 entrée analogique 12 bits.
- IMEAMP - 1 entrée analog. 12 bits + ampli.
- IMMUX - multiplexeur pour IMEAM P.
- IM420 - 8 entrées 4-20 mA.
- IM204 - 1 entrée 4-20 mA.
- IM4SA - 4 sorties analogiques 8 bits.
- IMAFF - Afficheur 2 digits.
- IMLCD - Afficheur LCD.
- IMCNT - 3 compteurs 16 bits.
- IMCTO - 3 compteurs bits optocouplés.
- IMHCID - Compteur/décompteur 8 bits.
- IMHC24 - Compteur/décompteur 24 bits.
- IMBORN - bornier de répartition.
- IMWD - watchdog (chien de garde).
- IMMCC - variateur pour moteurs CC.
- IM2S - commande de moteur CC 2 sens.
- IM68CC - idem avec variation de vitesse.
- IM629 - idem asservissement complet.
- IM68PP - commande moteur pas à pas.

Les cartes support

La carte IMPACK est adaptée à des réalisations compactes, puisque la platine support et ses modules d'interface sont insérés à l'intérieur même du coffret de l'ordinateur.

Elle est alimentée par le bus du PC et ne nécessite donc aucune alimentation extérieure.

La carte IMPACK existe en deux versions: IMPACK-4 supportant 4 modules figure 2, et IMPACK-8 supportant 8 modules (carte «longue»). Du fait de l'épaisseur des modules, toutes deux occupent 2 slots.

232 (donc pas forcément un PC). Elle est particulièrement adaptée à des réalisations dans lesquelles le système

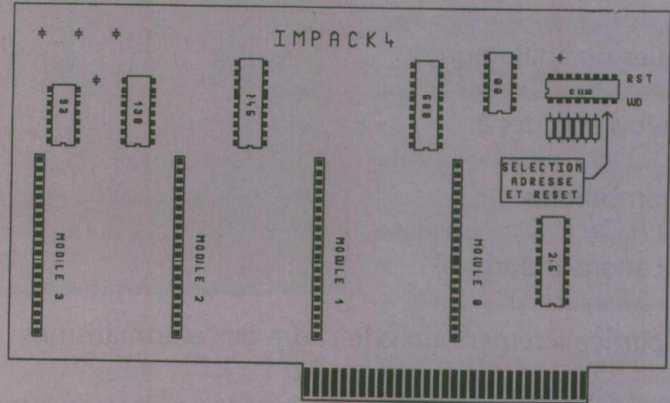


Figure 2

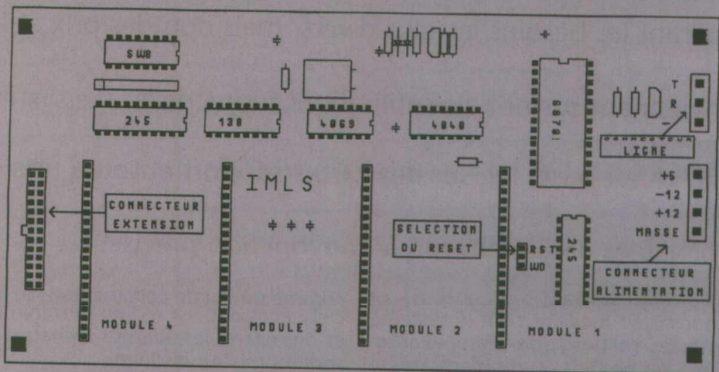


Figure 3

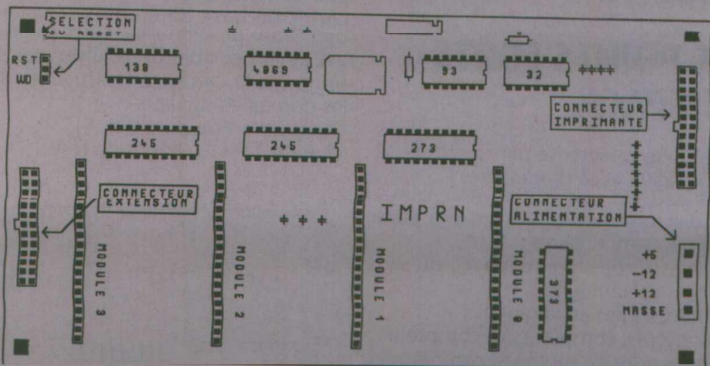


Figure 4

nateur, elle permet de réaliser un système d'interface indépendant, facilement connectable au PC.

IMPRN nécessite elle aussi une alimentation indépendante. Exploitant certaines particularités de l'interface standard PC, elle ne fonctionne que sur les compatibles PC ou AT.

Les transferts se font en exécutant une routine spéciale qui est fournie sur disquette.

Cette carte est particulièrement adaptée aux systèmes sur lesquels il doit être facile d'intervenir (enseignement, montages de laboratoire). Connectée à un portable, ce peut être par exemple la base d'une centrale de mesure puissante et économique.

IMPRN supporte 4 modules, et peut être ainsi se connecter à la carte extension IMEXT, qui permet de brancher 4 modules supplémentaires.

Concernant la commande de moteurs, SIDENA a développé 5 modules de commande moteurs, 3 pour les moteurs à courant continu : IM2S, IM68CC et IML629. ce qui couvre la commande simple 2 sens jusqu'à l'asservissement complet (vitesse, accélération, recherche et blocage à une position) et 2 pour les moteurs pas à pas : IM68PP et IMCOPP. Les 4 premiers modules nécessitent des modules externes (reliés au micro-ordinateur par câble plat) de puissance optocouplés qui sont disponibles ; le dernier, IMCOPP, est un module comprenant aussi l'interface pour des moteurs pas à pas jusqu'à 10 W. Il n'est pas encore

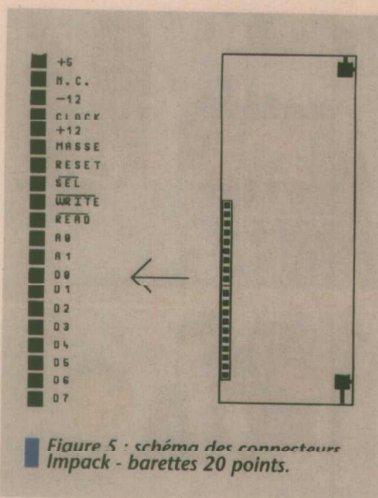


Figure 5 : schéma des connecteurs Impack - barettes 20 points.

au catalogue mais sortira au moment où vous lirez ces lignes.

Les modules enfichables

Chacun des modules, de dimensions standardisées, réalise une fonction d'interface particulière. Ils sont installés sur la carte support, reliés électriquement par un connecteur, et fixés mécaniquement par deux entretoises filetées. Chaque module comporte généralement un connecteur HE-10 à 10 points pour câble plat, qui permet de le relier aux dispositifs extérieurs. Ces câbles peuvent être équipés de connecteurs sertissables (SUB-D, HE10), ou bien rac-

cordés à des circuits de répartition à borniers à vis. Les entretoises et le connecteur sont fournis avec chaque module. N'importe quel module peut être installé à n'importe quel emplacement de la carte support, mais d'un point de vue logiciel, chaque module occupe 4 ports consécutifs du PC qui dépendent de l'emplacement de la carte support sur lequel il est fixé.

Chaque emplacement présente donc 4 adresses au module.

La carte IMPACK à 8 emplacements utilise ainsi une zone de 32 adresses consécutives, tandis que les autres cartes utilisent 16 adresses, ou bien 32 si elles sont connectées à la carte extension IMEXT. Les 16 adresses de cette carte d'extension suivent immédiatement celles de la carte support.

Bien entendu, le logiciel devra lire et écrire à l'une de ces quatre adresses, et l'opération de lecture ou d'écriture dépendra du type de la carte support utilisée :

- écriture/lecture dans un port d'entrée/sortie (carte pour slot IMPACK) ;
 - envoi d'un message sur la ligne série (carte série IMLS) ;
 - procédure utilisant les ports d'entrée/sortie (carte sur port d'imprimante IMPRN).
- Avec les modules les plus simples, un seul transfert suffit : par exemple, la lecture d'un module à 8 entrées logiques fournit un octet dont chaque bit représente l'état de l'une des entrées. D'autres modules nécessitent une procédure un peu plus complexe, qui se ramène toujours à des lectures et écritures à l'une des 4 adresses du module (par



Votre

CADEAU :
2 logiciels

Recevez chaque mois toutes les informations indispensables pour suivre l'évolution de tous les aspects de l'électronique.

- Profitez de notre offre spéciale d'abonnement recevez

12 n° d'Electronique Radio Plans



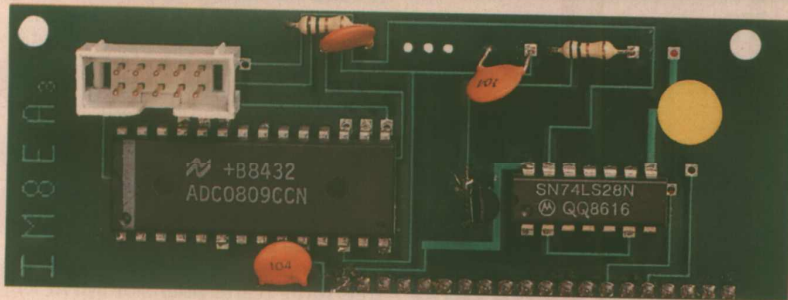
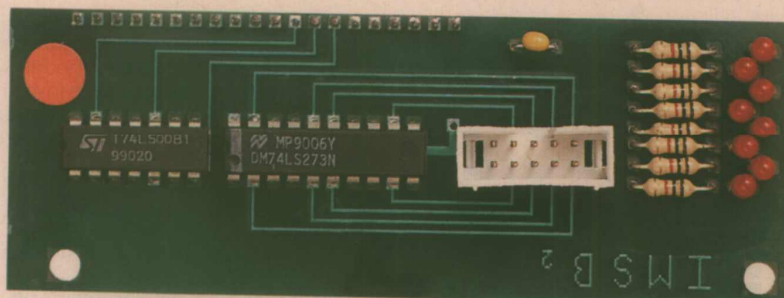
2 logiciels exclusifs en cadeau :

- TELENEWS : protocole de téléchargement pour dialoguer avec notre serveur 3615 ERP - Version DOS et Windows.
- Emul 2 : émulateur minitel sur PC pour optimiser l'exploitation minitel.

Profitez de cette offre exceptionnelle

ABONNEZ-VOUS !





exemple la lecture d'un compteur/decompteur 24 bits).

Les cartes support comportent un cavalier ou un switch qui permet de choisir le mode de réinitialisation ou «reset» des modules.

Celui-ci doit être en position «RST» (reset à la mise sous tension), sauf si on utilise le module «WATCHDOG» qui peut opérer une réinitialisation des modules sous le contrôle du programme. Baptisé IMWD, ce module «chien de

garde» permet d'assurer la sécurité des modules de sortie en les réinitialisant en cas d'arrêt du programme, du système, ou de panne de l'ordinateur.

Le programme d'application doit envoyer périodiquement un message à la carte IMWD, sans quoi celle-ci réinitialisera les modules de sortie en les mettant à zéro, ainsi que le module PIA en remettant ses trois ports à l'état haute impédance.

Le temps écoulé avant que le chien de

garde n'effectue ces réinitialisations peut aller de 1/1000 de seconde à 1 minute en standard.

Une LED est allumée lorsque le watchdog est actif (lorsqu'il remet à zéro les modules).

Un système «ouvert»

Naturellement, la gamme des modules IMPACK ne présente aucun caractère figé: de nouveaux modules sont régulièrement développés puis ajoutés au catalogue en fonction de l'évolution des besoins.

C'est le cas, par exemple, des modules spécialisés dans la commande des moteurs pas-à-pas.

On pourrait d'ailleurs fort bien imaginer de créer de toute pièce, sans modifier quoi que ce soit aux cartes support, des modules spécifiques pour telle ou telle application vraiment particulière: la souplesse du système le permettrait sans problème!

Pour conclure, signalons que SIDENA fournit gratuitement, pour toute commande, les sources d'exemples de programmes en pascal (mais aussi partiellement en C et en Basic). Il existe aussi une routine .DLL pour programmer sous Windows avec Visual Basic.

Patrick GUEULLE

SIDENA
302, av. de Neuville, 78950 Gambais
Tél. : 34.87.19.05
Fax : 34.87.19.06

TITRE D'ABONNEMENT PRIVILEGIE

OUI, je désire profiter de votre offre spéciale : m'abonner à **Electronique Radio Plans** pour 1 an, 12 numéros et en plus recevoir en cadeau la disquette des logiciels Telenews et Emul 2, pour **259 F** (étranger 364 F) seulement :

Je joins mon règlement à l'ordre d'Electronique Radio Plans, par :

Chèque bancaire ou postal

Carte bleue n°

date d'expiration :

Signature :

La disquette 3"1/2 comportant les logiciels Telenews et Emul 2 me sera adressée après réception de mon règlement :

Nom : Prénom :

Adresse :

.....

professionnelle personnelle

Entreprise :

Code postal : Ville :

Je souhaite recevoir une facture.

ERP 10/94

Bulletin à retourner à :



Votre

**CADEAU :
2 logiciels**



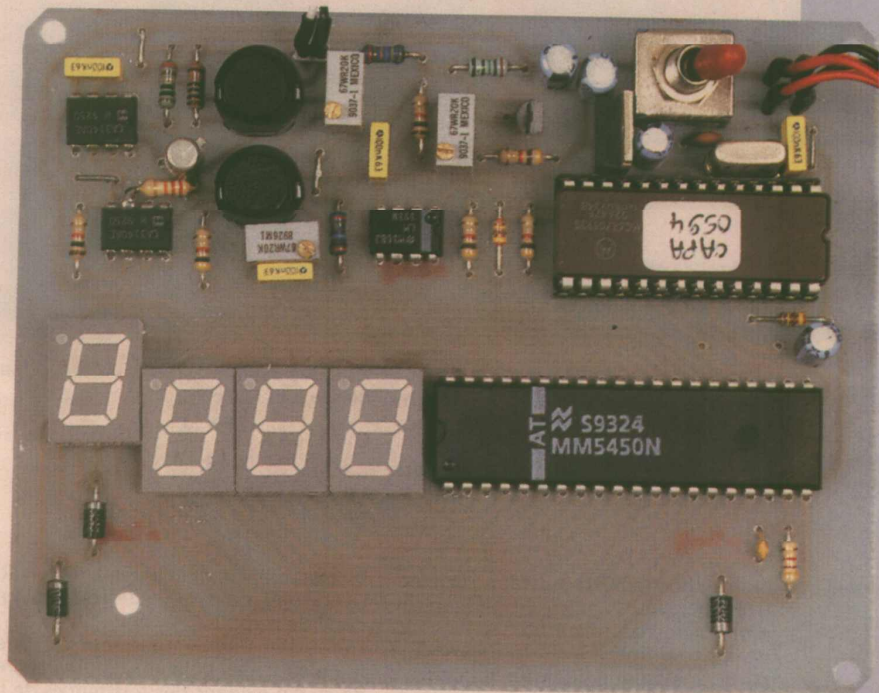
Electronique Radio Plans Service abonnements

2 à 12, rue de Bellevue,

75940 Paris Cedex 19

CAPACIMÈTRE MICROCONTRÔLÉ

Dans la famille des
 instruments de mesure au
 service de l'électronicien
 éclairé, certains sont
 indispensables : multimètre,
 alimentation stabilisée,
 générateur de fonctions,
 oscilloscope. D'autres
 rendront ponctuellement
 des services appréciables



lors de la mise au point d'un montage. Le petit capacimètre décrit dans ces
 colonnes fait partie de cette catégorie. Compact, il ne tiendra pas de place au
 fond d'un tiroir mais saura, le moment venu, en sortir pour étaler ses
 compétences.

Des compétences, il en a :

- Etendue de mesure de quelques nF à 9.99µF (extensible)
- Autoranging, affichage 3 digits + unité
- Mesures relatives

Nous repasserons bien entendu en revue toutes ses possibilités dans un chapitre consacré à son utilisation.

Pour un montage dont l'utilisation est peu fréquente, il est superflu de réaliser un boîtier. L'appareil se présente donc sous la forme d'une petite plaque de test, et est alimenté par des piles, chacun l'insérera dans l'habillage qui lui semble le mieux approprié.

La compacité de l'ensemble est indispensable. Pour cette raison, la logique programmée est employée. Elle permet de réduire à 2 le nombre de circuits électroniques nécessaires au traitement de l'information analogique.

Rentrons maintenant dans les grands principes. Pour obtenir la valeur d'un condensateur, le principe le plus simple à mettre en œuvre consiste à mesurer le temps

nécessaire à la durée de sa charge. Chacun sait en effet que tension aux bornes et intensité instantanée sont liées par la célèbre loi :

$$C du = i dt$$

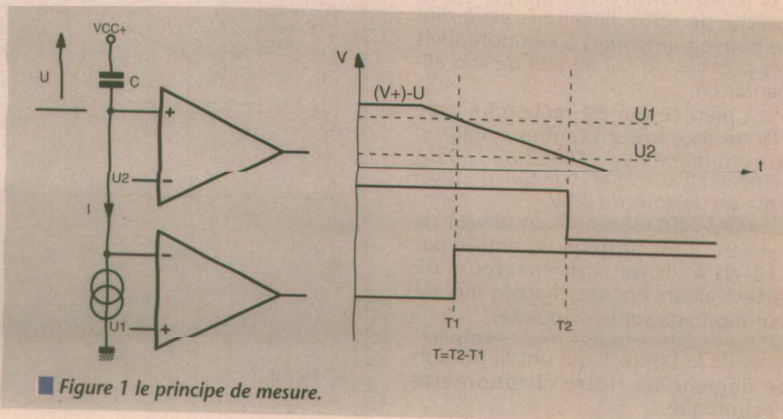
Si le courant i est constant, u variera linéairement.

Ainsi, si on est capable de mesurer le

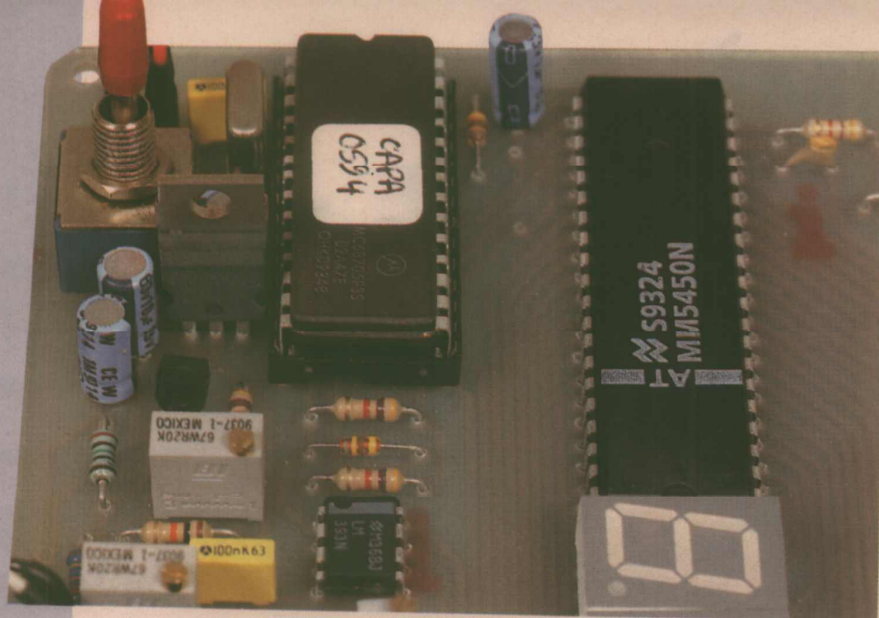
temps que met la tension aux bornes du condensateur pour évoluer entre deux consignes, on aura trouvé sa valeur.

Le synoptique de la figure 1 nous éclaire un peu plus sur le principe de mesure.

Une source de courant constant char-



■ Figure 1 le principe de mesure.



ge le condensateur C. La tension à ses bornes évolue linéairement. Un comparateur «enclenche» un chronomètre, et un autre «l'arrête». La valeur de la capacité peut alors s'écrire :

$$C = 1 \frac{T_1 - T_2}{U_2 - U_1} \quad (1)$$

Notre chronomètre est bien sûr électronique, c'est en effet le timer interne d'un micro-contrôleur 68705.

Voyons en détail avec la figure 2 la partie analogique de notre appareil.

Une référence de tension TL431 est réglée à +14V par le trimmer multivoies P1. Cette référence est appliquée à l'entrée positive du comparateur IC7a (LM393).

R6, P2 abaissent à +4V le seuil de basculement du comparateur IC7b.

Le générateur à courant constant est construit autour de IC6 et Q1. R5, P3 fixent à +1V le potentiel présent sur l'entrée positive de IC6. Pourvu que celui-ci travaille dans son domaine linéaire, on retrouve ce potentiel sur son entrée (-), puisqu'il est contre-réactionné négativement par la jonction Base-Emetteur de Q1.

Il se crée donc dans R4 un courant constant de 10µA qui circule à travers Q1 pour charger le condensateur sous test.

Le choix de IC6 est critique. Cet amplificateur opérationnel de type CA3140 a la particularité quasi unique sur le marché de rester linéaire (c'est-à-dire de pouvoir amplifier) à des potentiels très proches du rail négatif de son alimentation.

C'est bien ce qui est recherché avec +1V sur ses entrées. D'autres amplis-op du commerce (type TL082 ou LF355) ne peuvent convenir, eux qui «s'étouffent» en dessous de 2,5V.

IC5 (CA3140) est monté en suiveur de tension. Il est protégé en entrée par R13 vis à vis de condensateurs de leur montage sur la maquette.

Enfin, on retrouve nos deux comparateurs de la figure 1 qui ont la mission de déclencher notre chronomètre électronique.

Avec les valeurs électriques ainsi définies la loi (1) s'écrit :

$$C = 10\mu\text{A} \times \frac{T_2 - T_1}{14 - 4}$$

soit $C = T/1000000$

soit : si $T = 1\mu\text{s}$, $C = 1\text{pF}$

$T = 1\text{mS}$, $C = 1\text{nF}$

$T = 1\text{s}$, $C = 1\mu\text{F}$

BP2 permet de décharger à travers R3 le condensateur afin de relancer un cycle de mesure.

Les sorties des comparateurs IC7a et IC7b sont des collecteurs ouverts, et de ce fait exigent des résistances de tirage au +5V. D5 a un rôle lié à la configuration retenue pour le timer du 68705 (notre chronomètre).

Voyons maintenant avec la figure 3 la partie logique du montage.

Ce montage est extrêmement compact, puisqu'il ne comporte que deux

composants principaux : le micro-contrôleur et l'interface d'affichage.

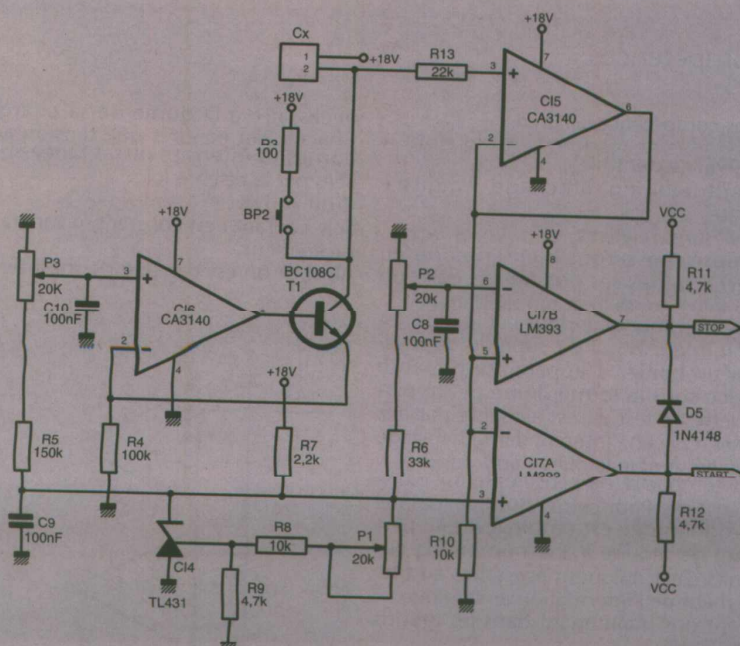
Le micro-contrôleur est un très populaire 68705. Avec une poignée de composants passifs, on réalise une véritable unité centrale capable des plus grandes prouesses. X1 et C4 fixent la fréquence d'horloge à 4MHz d'une manière très stable et très précise. C1 assure la bonne initialisation du micro, D1 décharge C1 à la coupure de l'alimentation.

IC2 reçoit de la partie analogique les signaux «START» et «STOP». Le timer interne est configuré de telle manière qu'il compte les cycles de l'horloge à 1MHz tant que l'entrée TIMER (pin 7) est au niveau logique «1». Ce timer compte sur 8 bits, soit de 0 à 255. Bien entendu, cela n'est pas suffisant pour notre application. Il est donc «prolongé» en logiciel pour compter sur 24 bits, soit avec un LSB de 1µs, une étendue de plus de 16 secondes.

La détection par le logiciel d'un niveau bas sur PC0 (pin 8) indique la fin du comptage de la durée de charge du condensateur sous test, grâce à D5. Le traitement du registre 24 bits commence (autoranging, conversion en BCD, troncage), pour aboutir à un transfert du résultat vers le circuit de commande des afficheurs.

Le circuit d'affichage est un MMS450N de chez NS. Ce composant économique (moins de 50F) permet d'interfacier aisément 4 digits, 7 segments.

Les drivers de sortie sont des générateurs de courant qui commandent directement les segments. Pas besoin donc de résistances de limitation, c'est bien pratique ! Ce circuit peut commander 34 segments en mode non-multiplexé. Le courant de sortie est fixé par une résistance entre le VCC et la pin 19. Nous l'avons fixé à environ 8mA avec R1 = 4,7kΩ. Cette valeur peut être diminuée à 3,3kΩ pour at-



■ Figure 2 : la partie analogique.

teindre 12mA. Au delà, IC1 risque de chauffer exagérément.

L'interfaçage IC1-IC2 est des plus aisés, et pour un circuit imprimé simple face, c'est très appréciable ! Les données sont transférées en série sur un bus à deux lignes. Sur les fronts montants de la ligne d'horloge (CLOCK) les bits de donnée sont transmis (DATA). Le registre d'entrée du 5450 est donc un simple registre à décalage à 35 étages.

Se reporter en figure 4 pour le chronogramme.

Comme pour toute liaison série bifilaire, il faut une synchronisation. NS a choisi un système très simple et très efficace. Chaque trame démarre par un «start bit» suivi des 34 bits (+1 bit non accessible sur le 5450) de donnée. Au trente-sixième coup d'horloge, les données sont transmises au bloc d'interfaçage des segments, et le registre à décalage est automatiquement effacé, laissant place libre à la prochaine trame, annoncée par le prochain «start bit».

Mais une question se pose : Comment s'assurer de la bonne initialisation lors de la mise en route du microcontrôleur ? En effet, avant que le programme ne se lance, il règne sur tous les ports de sortie des états indéterminés, ce qui peut être interprété par le 5450 comme un commencement de trame (start bit + quelques data bits).

Dans ces conditions, toutes les trames suivantes (start bit + 35 data bits) seraient comprises «de travers».

Pour éviter ce problème, il faut envoyer une première trame «vide» (1 «start bit» + 35 bits «0»). Imaginons donc notre registre 35 bits en partie rempli.

Cette trame vide va continuer le chargement et, au trente-sixième coup d'horloge le registre va se réinitialiser. Le reste de la trame vide transmise est sans effet,

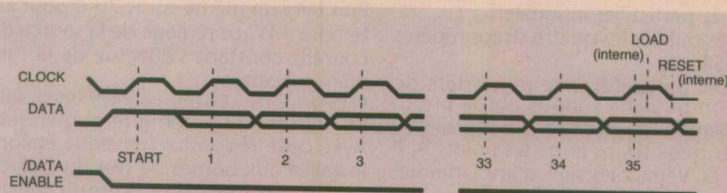
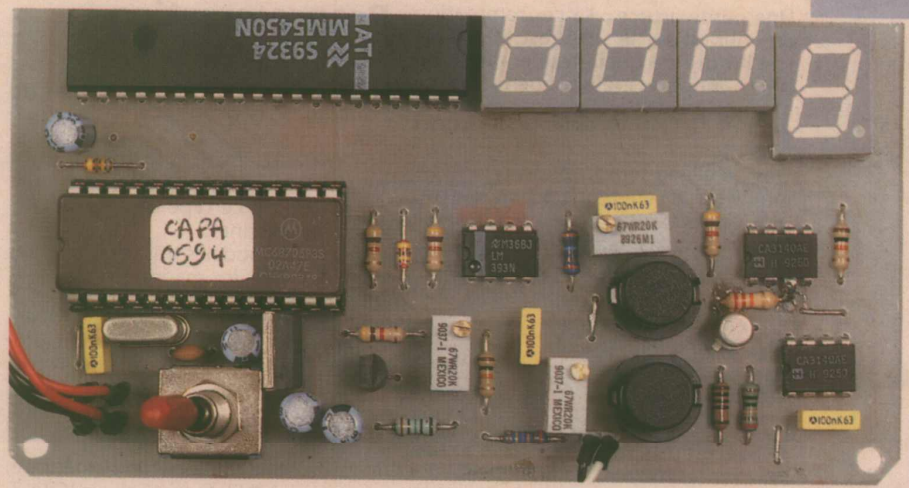


Figure 4 : chronogramme de gestion des données par le MM5450.

puisqu'il faut un «start bit» pour recommencer un cycle. C.Q.F.D !

Les affectations des sorties du 5450 aux digits des afficheurs ont été choisies par de simples considérations de routage de la carte. Le logiciel (c'est un des avantages de la logique programmée...) s'arrange donc pour transmettre dans le bon ordre la trame de bits.

Durant toute communication, la ligne «/DATA ENABLE» doit rester à un niveau logique «0».

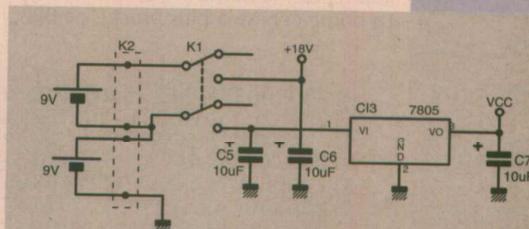


Figure 5 : l'alimentation.

Les afficheurs sont des classiques 13 mm, 7 segments anodes communes de type LTS546. D2, D3 et D4 abaissent le potentiel des anodes communes à environ 3V afin de réduire au maximum la dissipation de puissance dans IC1. Le bouton poussoir BP1 donne consigne au logiciel du microcontrôleur d'effectuer un «tarage» du capacitivement à cette tare le condensateur sous test (voir chapitre «Utilisation»).

L'alimentation

Elle est donnée en figure 5 et reste extrêmement simple. La faible fréquence d'utilisation de cette maquette ne justifie pas la réalisation d'une alimentation à partir du réseau 220V. Deux simples piles de 9V suffisent. Le +10V est obtenu par la mise en série de ces deux piles, un point milieu permet d'obtenir du +5V avec un régulateur 7805. Les piles seront de type alcaline pour assurer une autonomie de fonctionnement d'environ 1 heure, ce qui permet le test de plusieurs milliers de condensateurs ! Veiller quand même à couper l'alimentation après toute utilisation...

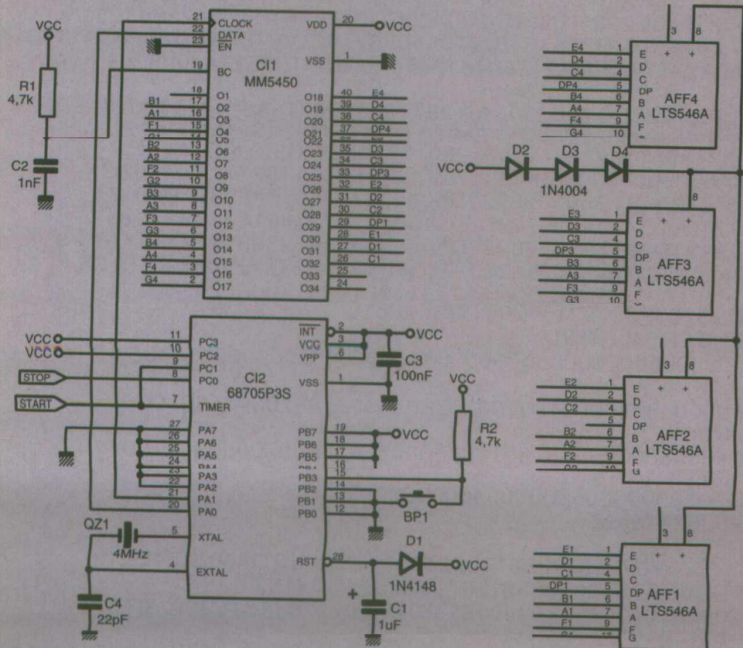


Figure 3 : la partie logique.

Une petite astuce : La consommation en courant sur le +18V est très faible (de l'ordre de quelques centaines de micro-ampères), alors que la pile en charge du +5V débitera quelques 200mA. Celle-ci va donc se décharger plus vite. Dès qu'elle le sera trop, on pourra les intervertir. En effet, une pile même très usagée peut quand même fournir sa tension nominale tant qu'on ne lui demande qu'un courant faible (c'est le cas sur le +18V).

Réalisation de la carte

Le circuit imprimé est donné en figure 6. C'est un simple face facile à réaliser avec les moyens de l'amateur. L'implantation est donnée en figure 7. Rien de particulier à signaler. Ne pas oublier les quatre straps repérés S1 à S4. Utiliser de préférence le modèle de bouton poussoir montré sur la photo d'ensemble de la carte. Sinon veiller à câbler deux straps entre les points A, B et C, D. Vérifier les sens d'implantation des composants polarisés. Câbler une dizaine de centimètres de fil (prolongés d'un grip-fil) au bornier «Cx». Pour les condensateurs polarisés, il faut repérer la borne (+) de la borne (-). La borne (+) est la plus proche de BP2.

Programmation du 60705

Le tableau 1 donne une copie du contenu de la ROM du micro-contrôleur.

Les moyens pour programmer le 68705 ne manquent pas. Plusieurs montages de ce type ont été décrits dans ces colonnes.

Il existe des modèles très économiques en vente dans les magasins spécialisés grand public.

En dernier recours, par l'intermédiaire de la rédaction, l'auteur pourrait programmer les composants à la demande.

Réglages

A l'aide d'un multimètre numérique, ajuster à +14V le potentiel sur IC7a-3. Puis faire de même sur IC7b-6 pour atteindre +4V. Le réglage de la source de courant constant s'effectue de la manière suivante :

Prendre une résistance de 470K \pm 5%. La mesurer à l'ohmmètre numérique. Avec cette résistance (devenue étalon) installée aux bornes de test du multimètre, on mesurera au multimètre entre le +18V et IC5-6 une tension égale V à :

$$V = R (\text{étalon}) \times I$$

$$\text{soit : } I = V/R (\text{étalon})$$

En agissant sur P3, on fera varier V pour atteindre un réglage optimal.

Utilisation

Elle est excessivement simple. A la mise en route, le logiciel teste l'affichage pendant environ 5 secondes et par ce biais, on s'assure de la bonne tenue des piles. Lorsque ce «self-test» est terminé, on place le condensateur entre les grip-fils. Le début de la mesure est initié par une brève pression sur BP2. Après un certain temps qui dépend de la valeur du condensateur (cela peut aller jusqu'à 10s pour une valeur de 10 μ F), le résultat est affiché. Les unités «p», «n» et « μ », ainsi que le point décimal sont placés automatiquement, ce qui enlève tout souci d'interprétation. Fonction «tarage» : une brève pression sur BP1 mémorise la dernière mesure et la retranchera des prochaines. Une différence négative est indiquée par l'allumage du point décimal sur AFF1. Il n'y a pas de perte de résolution sur cette fonction : elle reste à 1 pF quelle que soit la mesure.

Cette fonction est particulièrement intéressante pour comparer précisément deux condensateurs de valeur élevée. Détecter quelques dizaines de pF d'écart sur une valeur de quelques centaines de nF est très possible. Etalonner des filtres actifs avec des condensateurs à 10%, c'est faisable !

S12303003F193F26A603B725A6E8B724CD03B12406CD03B9CC03AB3C19A627B725A610B715
 S123032024CD03B1240E3F25A60AB724CD03B5CD03B920773C19A601B726A686B725A6A027
 S1230340B724CD03B124103F263F25A664R724CD03B5CD03B920543C19A600F720A042B/33
 S1230350V25A640B724CD03B124123F26A603B725A6E8B724CD03B5CD03B9202F3C19A69899
 S1230380B726A696B725A680B724CD03B124123F26A627B725A610B724CD03B5CD03B920DF
 S12303A00A3C19A609B71AB71BB71CCD0400CC0200CD063081CD065081CD06A0B61ABA1BD6
 S10A03C02604A60AB71B8105
 S10407840070
 S10507F80600F5
 S10507FE0100F4
 S1220100A610D709A600B700A005B/U4A600B705A600B7063F083F103F113F153F163F17FA
 S12301203F181300100012001100AE232707130012005A20F7A600B71AA60AB71BB71C3F7E
 S123014019CD0400CD018AB619A10527043C1920F03F1CCD0400CD018AB61CA10A27043CEC
 S12301601C20F03F1BCD0400CD018AB61BA10A27043C1B20F0A609B71ACD0400CD018AB65F
 S12301801A27043A1A20F2CC0200A60AB711B610BA11260181B610A001B710B611A200B7E3
 S10601A01120EB3C
 S1230200B601A508270DB602A403A10027F2CD04D0200EB612B715B613B716B614B717207R
 S123022030B602A403A10126F81B099D3001F093F103F119AB602A403A10127EEA1002627
 S1230240F41A093008B608B712B610B713B611B7143F18B612B015B708B613B216B710B6F1
 S123026014B217B7112416A608B718A600B008B708A600B210B710A600B211B711CC0300D2
 S1230400B61A484897D60500B720D60501B721D60502B722D60503B723B61B484897D6053A
 S123042040BA20B720D60541BA21B721D60542BA22B722D60543BA23B723B61C484897D682
 S12304400580BA20B720D60581BA21B721D60582BA22B722D60583BA23B723B61948489736
 S1230460D605C0BA20B720D605C1BA21B721D605C2BA22B722D605C3BA23B723B619A101C5
 S123048026021622A10226021E23A10426021622B623BA18B72310010001200AE253F001D
 S11704A0C0D04AB390012005A26F4813823392239213920819E
 S11304D03F1AA60AB71BB71CA605B719CD0400819D
 S123050000000000000410000006E0000006B000000590000003B0000003F00000061000D6
 S10B05200007F0000007B00021
 S12305400070070000400100006806000068030000580100003803000038070000600100D2
 S10F05600078070000780300000000091
 S1230580070000700400001006800060068000300580001003800003800007006000010DF
 S10F05A007000070070000300000009D
 S11B05C078000004700000007000000070000005800000400000000F7
 S11206001F09B610AB01B710B611A900B71180CE
 S1100630B608B024B610B225B611B226816A
 S12306503F1D3F1E3F1FB608B024B708B610B225B710B611B226B7112514B61DAB01B71DC7
 S11E0670B61EA900B71EB61FA900B71F20D8B61DB708B61EB710B61FB7118182
 S12306A03F1C3F1B3F1AB608A001B708B610A200B710240181B61CA10927043C1C20F73FF0
 S11406C01CR61RA10027043C1B20DD3F1D3C1AZ0U30C
 S9030600F6

■ Tableau 1

Cette fonction permet aussi de s'affranchir des capacités parasites dues aux composants montés sur la carte (jonction C-E de Q1, entrée de IC5, etc. et câble de mesure)
Pour ce faire, lancer une mesure à vide.

L'appareil affiche environ 12pF. Appuyer sur BP1.
Le zéro est effectué.
Pour des mesures supérieures à 9.99 μ F. l'appareil se mettra en «overflow» en indiquant «999».

Modification de la plage de mesure :
Pour tester des condensateurs au-delà de 10 μ F, il suffit de modifier l'intensité de charge. Avec R4 = 10k Ω on peut tester jusqu'à 100 μ F, avec R4 = 1k Ω , on passe à 1000 μ F. Bien sûr, il faudra en parallèle multiplier respectivement par 10 ou 100 la lecture !

Conclusion

Le mariage de l'analogique avec la logique programmée conduit à des solutions compactes, performantes et économiques.

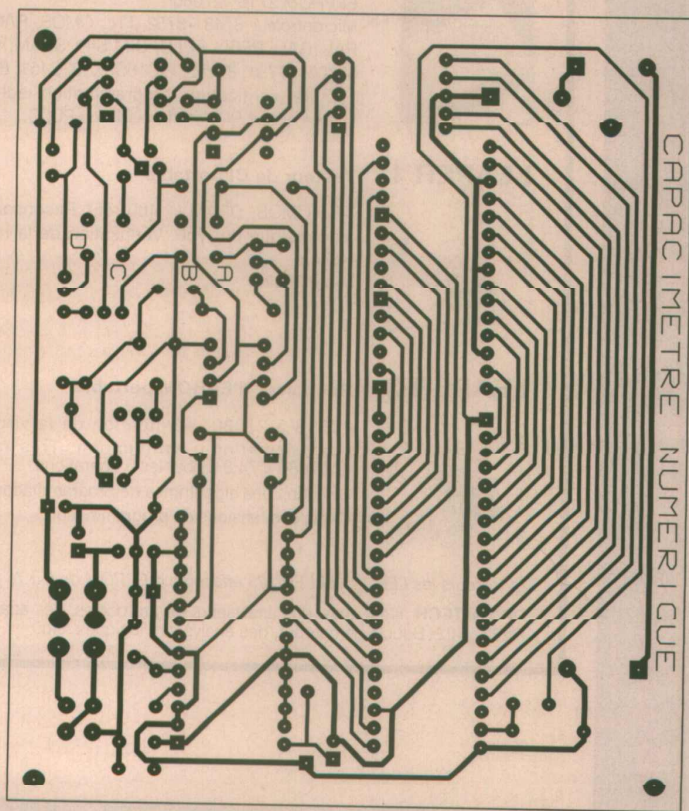
Le 68705 est d'une extrême simplicité de mise en oeuvre, et permet toutes les fantaisies.

Imaginons un instant le même capacimètre réalisé avec des moyens plus classiques...

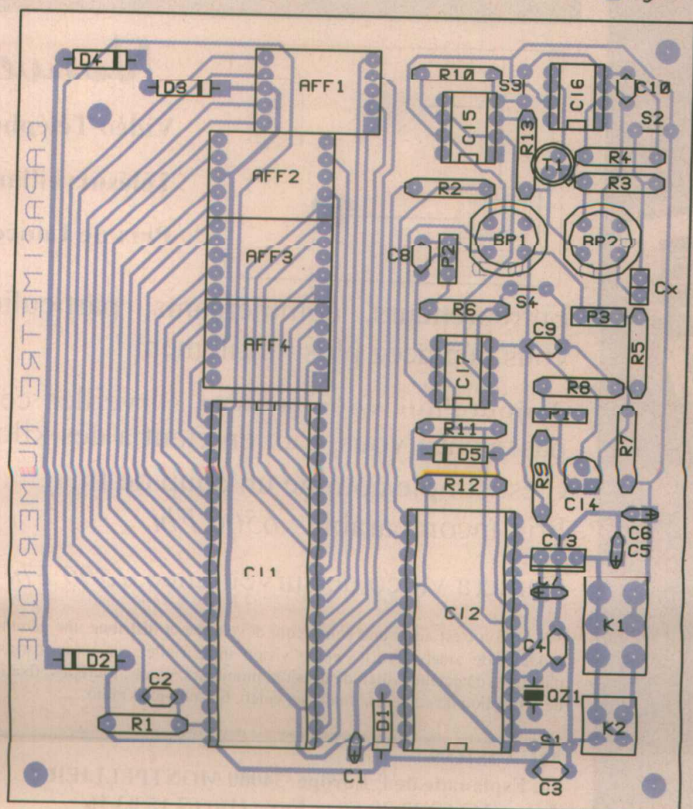
Voilà donc un petit appareil de plus à votre service.

Bonne réalisation !

Philippe ROBIN



■ Figure 6



■ Figure 7

NOMENCLATURE

Passifs

- C1 : 1 μ F/16V chimique radial
- C2 : 1nF plastique
- C3, C8, C9, C10 : 100 μ F plastique
- C4 : 22pF céramique
- C5, C6, C7 : 100/63V chimique radial
- P1, P2, P3 : 20k Ω , trimmer multitours vertical
- R1, R2, R9, R11, R12 : 4,7k Ω 1/4W 5%
- R3 : 100k Ω 1/4W 5%
- R4 : 100k, 1/4W 1%
- R5 : 150k Ω 1/4W 5%
- R6 : 33k Ω 1/4W 5%
- R7 : 2,2k Ω 1/4W 5%
- R8, R10 : 10k Ω 1/4W 5%
- R13 : 22k Ω 1/4W 5%
- X1 : Quartz 4MHz

Actifs

- AFF1, AFF2, AFF3, AFF4 : LT5546A (anodes communes 13mm)
- D1, D5 : 1N4148
- D2, D3, D4 : 1N4004
- C11 : BC108C
- C11 : MM5450N (NS)
- C12 : 68705P3S (Motorola)
- C13 : 7805
- C14 : TL431C
- C15, U6 : CA3140
- C17 : LM393

Divers

- 1 inter M/A double
- 2 boutons poussoirs pour C1
- 2 supports de pile 9V
- 2 piles 9V (alcalines)
- 2 grip fils

QUADRUPLE INTERFACE I2C POUR PC

Depuis plusieurs mois

déjà nous vous

proposons des solutions

pour le bus I2C.

Parmi les problèmes

déjà abordés il faut

bien reconnaître que l'extension d'un bus I2C est souvent

recherchée. L'adressage des composants étant figé en partie, il n'est pas toujours

possible de connecter autant d'éléments qu'on peut le souhaiter sur un même

bus I2C. Dans le numéro du mois d'Août 1994 nous vous avons proposé une

passerelle qui permet de résoudre ce problème.

Ce mois-ci nous vous proposons une autre solution : commander quatre bus I2C

à partir d'une même carte, dans un PC.

Les plus exigeants pourront monter plusieurs cartes dans leur PC. Les programmes proposés vous permettront de gérer jusqu'à sept cartes sur un PC (si vous avez suffisamment d'emplacement de libre sur le bus de votre PC). Mais en contrepartie vous occuperez 10Koctets de mémoire RAM par driver installé. Dans cette éventualité il sera certainement préférable de modifier un peu les sources des programmes qui sont à votre disposition sur le serveur Minitel. Vous verrez que cela n'a rien de sorcier.

Schémas

Les schémas de la carte sont relativement simples grâce à l'utilisation des circuits PCD8584. La figure 1 dévoile le décodage du bus des adresses. On trouve l'habituel 74HCT688 (IC2) qui se charge de comparer les adresses qui se présentent sur le bus du PC avec l'adresse de sélection de la carte. L'adresse de sélection de la carte peut être modifiée grâce à S2. La sortie du comparateur IC2 active le démultiplexeur conjointement avec la sortie de IC1A.

La porte IC1A garantit que les registres de la carte seront visibles uniquement dans l'espace des entrées-sorties du PC et non dans l'espace RAM. Vous constaterez, dans les paragraphes consacrés à la programmation de la carte, que les adresses de sélection peuvent se recouper avec celles de certaines cartes du PC. Il faudra donc être vigilant au moment de choisir l'adresse de sélection de la carte Quad I2C.

Le circuit IC3 se charge de décoder les lignes d'adresses A3 à A1. Les sorties de IC3 sont donc actives indépendamment de l'état du bit A0 du bus des adresses. Le bit A0 sera fourni directement aux PCD8584 qui se chargeront de sélectionner eux-même le registre souhaité.

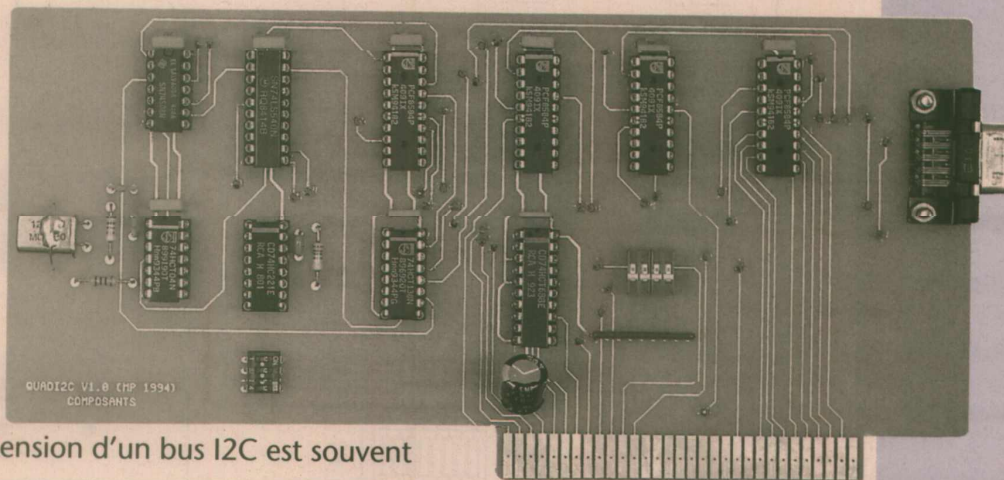
En définitive, les sorties de IC3 seront actives pour deux adresses consécutives, ce qui est indispensable pour les signaux -SEL0 à -SEL4. En revanche les lignes -RAZ et -RDIRQ n'ont pas besoin de cette disposition mais elles en bénéficieront quand même. Ceci n'a aucune incidence sur le fonctionnement de la carte.

Les signaux de sélection et le bus des données aboutissent aux PCD8584 vi-

sibles sur le schéma de la figure 2. La figure en question ne recèle pas de problème particulier. L'horloge nécessaire aux PCD8584 est issue des portes IC10A et IC10B. On pourrait être tenté d'utiliser le signal d'horloge disponible sur le bus du PC, mais la fréquence de ce signal n'est pas vraiment adaptée aux PCD8584. Les quelques composants nécessaires pour réaliser l'oscillateur local ne sont donc pas inutiles.

Les lignes SDA et SCL des quatre PCD8584 sont acheminées vers le connecteur de sortie CN2. La carte a été étudiée en vu de se connecter avec d'autres maîtres déjà présents sur les bus. C'est pour cette raison que vous ne voyez pas apparaître des résistances de rappel à Vcc sur les lignes SDA et SCL. Il faudra donc veiller à ce que les lignes soient bien ramenées à Vcc par des résistances extérieures. Nous y reviendrons lors des paragraphes consacrés à la réalisation de la carte.

Les signaux de remise à zéro des PCD8584 ont été regroupés pour simplifier légèrement les schémas de la carte. Pour contrôler individuellement chaque ligne de remise à zéro, il aurait été nécessaire de compliquer la lo-



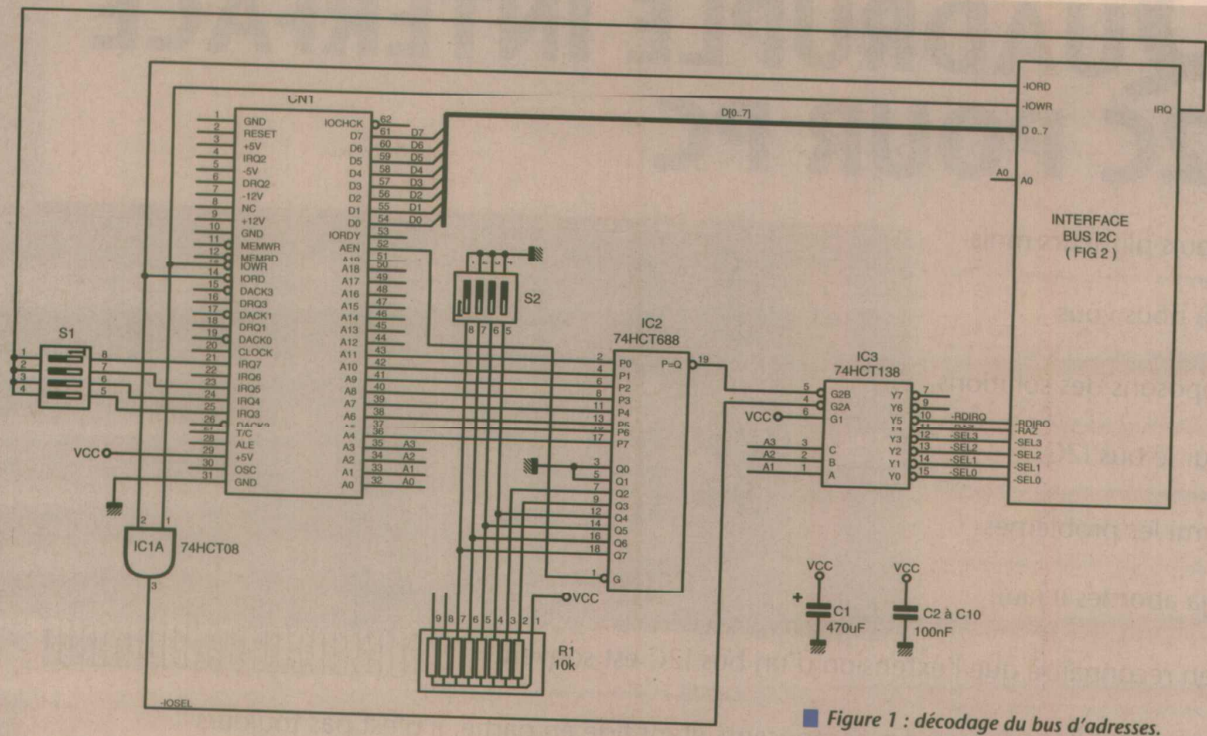


Figure 1 : décodage du bus d'adresses.

gique de sélection et d'ajouter des monostables, pour disposer de 4 signaux RAZ. La solution retenue n'est pas vraiment contraignante dans la mesure où

on ne passe pas son temps à initialiser les contrôleurs de bus I2C. Pour laisser le temps aux PCD8584 de prendre en compte la remise à zéro, le

monostable IC9A allonge d'environ 2ms le temps à l'état bas du signal RAZ. La sortie du monostable (signal RAZALL) ne peut être lue par le PC. Il

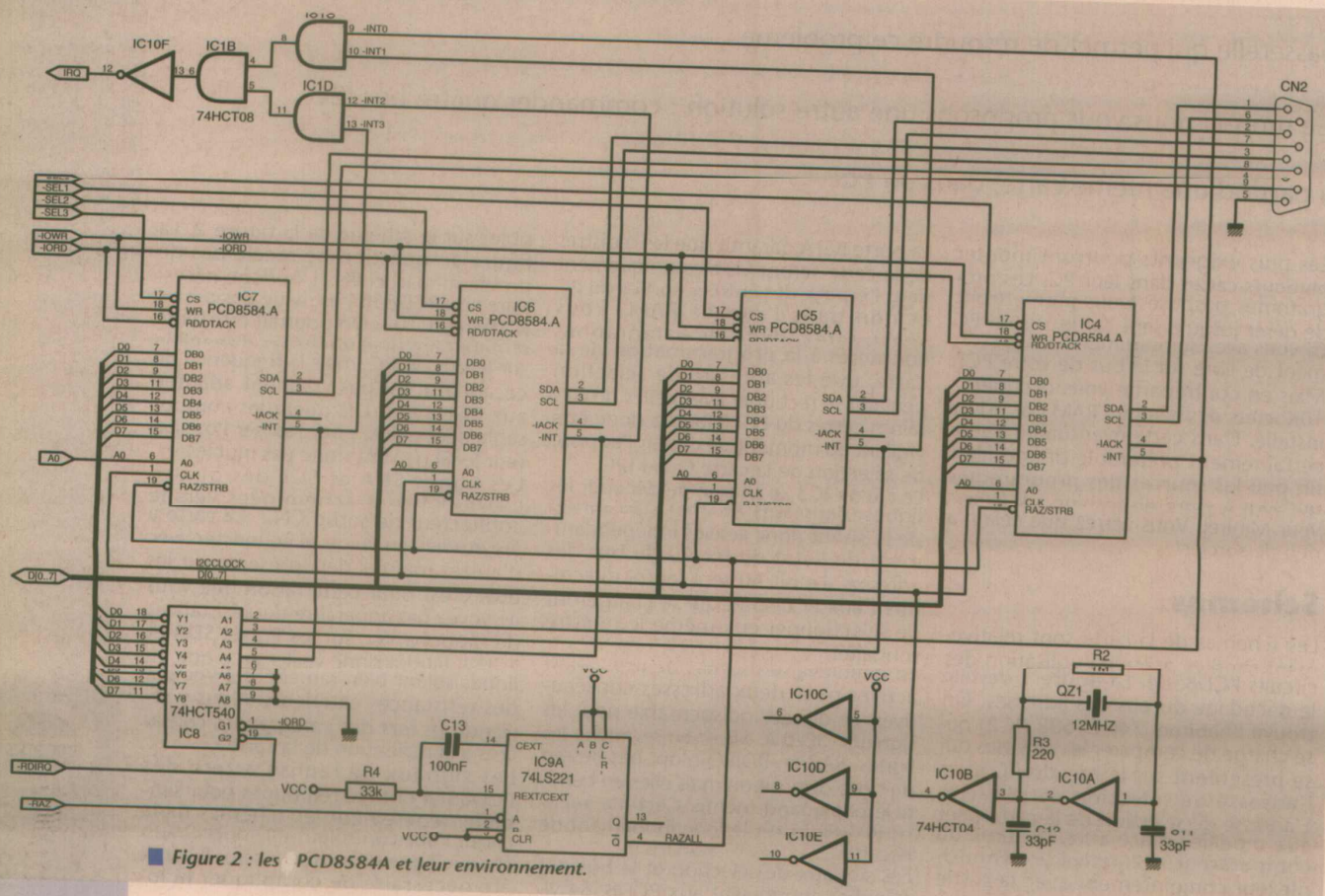


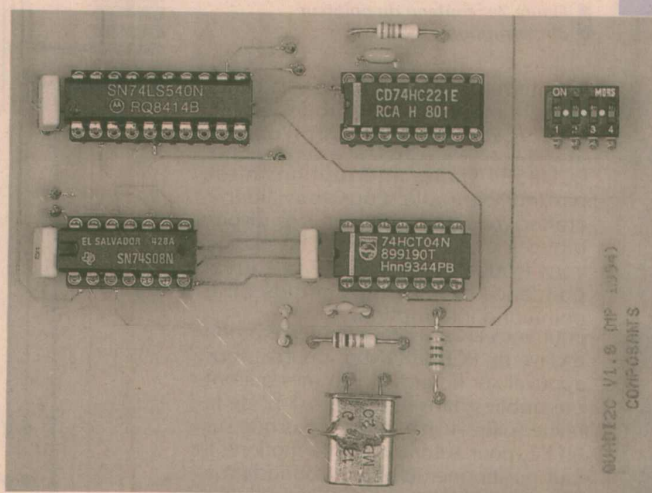
Figure 2 : les PCD8584A et leur environnement.

S2-1	S2-2	S2-3	S2-4	Adresse de base de sélection de la carte	Possibilité d'adresse déjà utilisée par une carte du PC	
ON	ON	ON	ON	300H	Ctrl Disque Dur (PC /XT)	
OFF	ON	ON	ON	310H		
ON	OFF	ON	ON	320H		
OFF	OFF	ON	ON	330H		
ON	ON	OFF	ON	340H		
OFF	ON	OFF	ON	350H		
ON	OFF	OFF	ON	360H		Carte réseau LPT1
OFF	OFF	OFF	ON	370H		
ON	ON	ON	OFF	380H		Ecran Monochrome
OFF	ON	ON	OFF	390H		
ON	OFF	ON	OFF	3A0H		
OFF	OFF	ON	OFF	3B0H	Ecran couleur	
ON	ON	OFF	OFF	3C0H		
OFF	ON	OFF	OFF	3D0H	Ctrl Floppy / COM1	
ON	OFF	OFF	OFF	3E0H		
OFF	OFF	OFF	OFF	3F0H		

Figure 5 : adressage de la carte en fonction de S2.

Offset ajouté à l'adresse de base	Registre accessible
0	Registre S0 du 1er PCD8584
1	Registre S1 du 1er PCD8584
2	Registre S0 du 2eme PCD8584
3	Registre S1 du 2eme PCD8584
4	Registre S0 du 3eme PCD8584
5	Registre S1 du 3eme PCD8584
6	Registre S0 du 4eme PCD8584
7	Registre S1 du 3eme PCD8584
8	Remise à zéro des quatre PCD8584
9	Remise à zéro des quatre PCD8584
10	Lecture du pointeur d'interruption
11	Lecture du pointeur d'interruption
12 à 15	Sans effet

Figure 6 : adressage des registres de la carte.



faudra donc prévoir un délai supérieur à 2ms dans le programme pour garantir une initialisation correcte des PCD8584.

Après coup (c'est à dire au moment de passer à la réalisation du logiciel) l'auteur s'est dit qu'il aurait très bien pu utiliser une des entrées disponibles sur le circuit IC8 pour relire l'état du signal RAZALL. Mais après tout, si la boucle d'attente se contente de laisser filer le temps au lieu de scruter l'état du signal RAZALL, cela ne change pas grand chose au fonctionnement du montage. La logique d'interruption n'est pas vraiment compliquée. Les sorties INT des PCD8584 sont traitées par les portes IC1B à IC1C pour fournir un signal unique. Après inversion par la porte IC10F le signal d'interruption sera distribué sur une des entrées IRQ du bus du PC via S1.

Pour éviter de perdre du temps dans la routine d'interruption à rechercher quel circuit est à l'origine de l'interruption, les sorties INT sont accessibles en lecture via le circuit IC8. Le circuit IC8 inverse l'état de ses entrées, de sorte que l'interruption se matérialise par un niveau haut en sortie de IC8. Les sorties de IC8 seront actives uniquement

lors d'une opération de lecture grâce aux signaux RDIRQ et IORD, cela va de soit.

RÉALISATION

Les dessins du circuit imprimé à réaliser sont visibles en figures 3 et 4. La vue d'implantation associée est représentée en figure 5. Aucune difficulté particulière n'est à noter quand à l'implantation des composants, si ce n'est de pouvoir souder sur les deux faces dans le cas où le circuit n'est pas réalisé avec des trous métallisés. Avec un peu d'habileté il est possible de souder aussi du coté composants, à condition d'utiliser des supports de circuits intégrés de type tulipe. Pour les traversées il est possible de souder un bout de fil rigide de part et d'autre du circuit. C'est un peu long mais cela permet de se passer des trous métallisés. L'auteur réalise d'ailleurs tous ces circuits double face sans avoir recourt aux trous métallisés, alors pourquoi pas vous ?

Respectez scrupuleusement le découplage des lignes d'alimentations si vous voulez éviter les surprises.

Dans les paragraphes précédents nous avons évoqué le problème des résistances de rappel à Vcc sur les lignes SDA et SCL. La carte n'est pas équipée de résistances puisque le rappel à Vcc est censé être effectué à l'extérieur. Cette solution pose un petit problème, en particulier lors de la phase d'initialisation. En effet pour que les PCD8584 sachent dans quel état est le bus auquel ils sont connectés, il faut que les lignes SDA et SCL soient rappelées à Vcc au moment de l'initialisation. Si le câble de sortie n'est pas connecté au bus I2C au moment de l'initialisation (en général au début d'un programme d'application, au moment de charger le driver) les PCD8584 risquent de ne jamais pouvoir prendre le contrôle des bus I2C associés. Si vous pensez déconnecter et reconnecter sauvagement les câbles des bus I2C qui aboutissent sur CN2 il sera alors utile d'ajouter des résistances de rappel à Vcc sur le circuit du coté cuivre. Dans ce but utilisez des résistances de 10kΩ

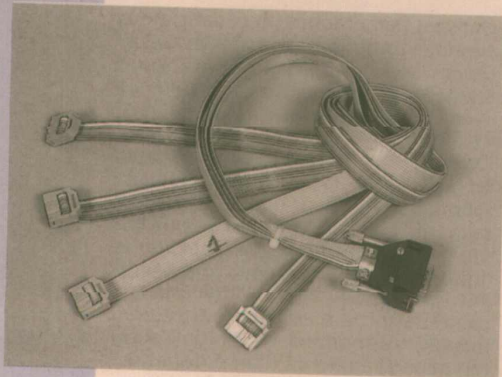
1/4W que vous placerez entre la patte 20 du PCD8584 (broche Vcc) et les pattes 2 (SDA) et 3 (SCL) du même circuit.

En raison des nombreuses sollicitations possibles, le connecteur CN2 sera immobilisé à l'aide de deux boulons dans les passages prévus à cet effet.

Programmation de la carte Quad I2C

L'adressage de la carte Quad I2C vous laisse une grande liberté, ceci dans le but de pouvoir monter plusieurs cartes dans le PC. En contrepartie il vous faudra veiller à ne pas empiéter sur l'espace utilisé habituellement par les autres cartes d'extension de votre PC. Le tableau de la figure 5 devrait vous permettre de choisir la configuration nécessaire selon les cartes qui équipent votre PC.

Si vous souhaitez modifier ou créer vous-même des programmes destinés à la carte Quad I2C le tableau de la figure 6 vous indique comment accéder aux différents registres disponibles. Vous constaterez que les programmes d'application proposés ne gèrent pas



Bit du pointeur d'interruption	Bus I2C associé
Bit 0	Bus N°1 (IC4)
Bit 1	Bus N°2 (IC5)
Bit 2	Bus N°3 (IC6)
Bit 3	Bus N°4 (IC7)
Bit 4 à 7	toujours au niveau 1

Figure 7 : contenu du pointeur d'interruption.

les interruptions générées par la carte. Dans la mesure où les modes SLAVE RECEIVE et SLAVE TRANSMIT n'ont pas été implémentés, la gestion des PCD8584 via les interruptions n'est pas indispensable. Pour vous aider à étoffer vous-même les services disponibles à partir du driver «DRV4I2C», vous trouverez en figure 7 la correspondance des bits qui composent le pointeur d'interruption.

Pour vous aider à programmer le mode esclave du PCD8584 vous pourrez vous appuyer sur les organigrammes qui ont été publiés dans le numéro 537 de la revue (page 45). N'oubliez pas que sur un PC, pour autoriser les interruptions, il faut positionner le bit correspondant à l'IRQ choisie dans le contrôleur d'interruptions du PC (circuit Intel 8259). De plus, en fin de routine d'interruption, il ne faut pas oublier d'informer le contrôleur d'interruption en lui envoyant une commande EOI (End Of Interrupt). Lorsque vous désactivez les interruptions associées à la carte QuadI2C (par exemple lorsque votre application se termine), n'oubliez pas de mettre à jour le registre du contrôleur d'interruption. Pour plus de détails sur ces questions, veuillez consulter les nombreux ouvrages qui abordent la programmation en assembleur sur PC. Vous trouverez un modèle pour vous permettre de construire votre gestionnaire d'interruption dans le fichier «INTERRUPT.ASM».

Vous trouverez plusieurs fichiers sur le serveur Minitel pour animer vos cartes Quad I2C.

Le programme «DRV4I2C.EXE» est un driver qui vous donne accès à la carte I2C au moyen d'une interruption utilisateur (60H à 66H). Ce driver a été développé en langage «C» et en assembleur. Vous trouverez aussi les fichiers sources sur le serveur Minitel.

L'intérêt de fournir les services via une interruption logicielle réside dans la souplesse obtenue. vous pourrez accéder aux fonctions du driver à partir de n'importe quel langage de program-

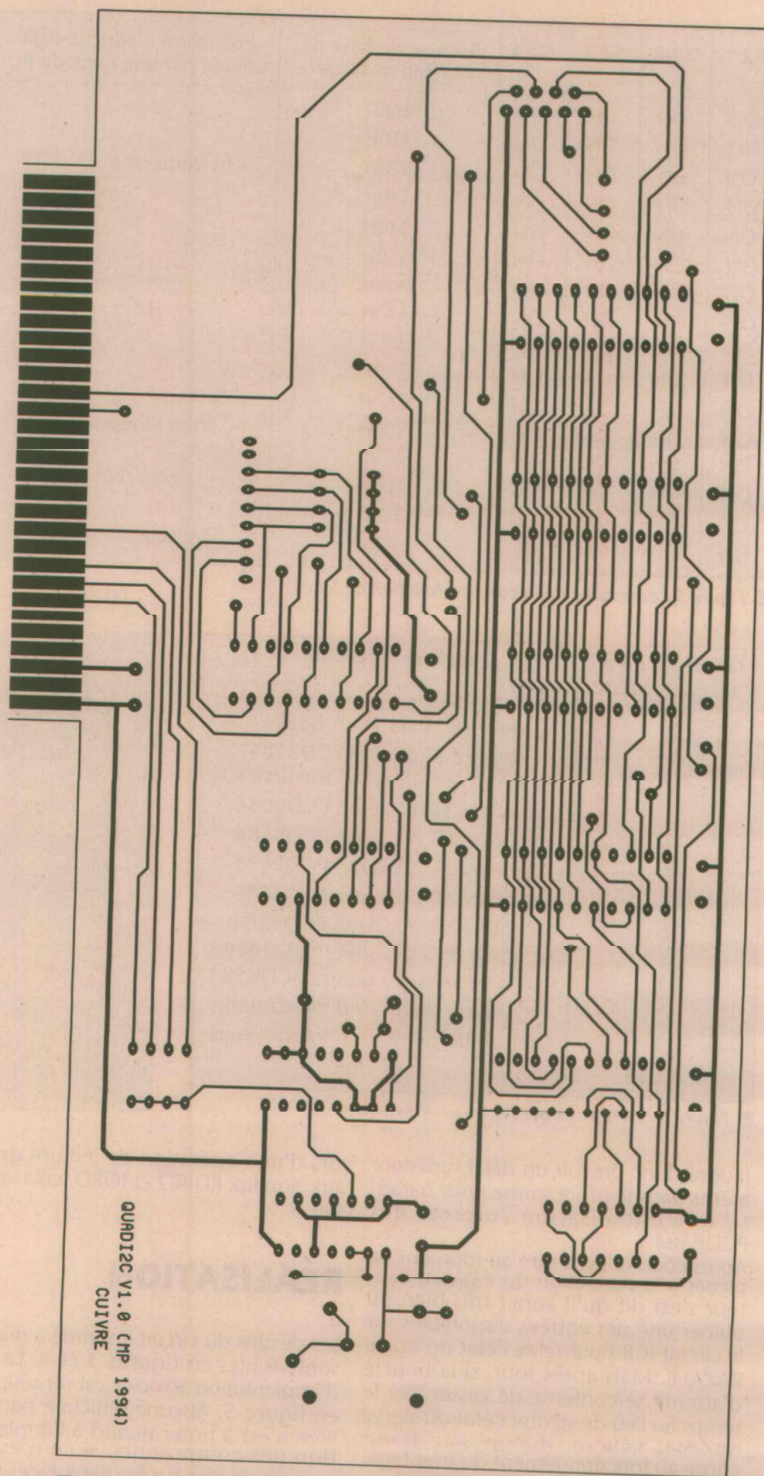
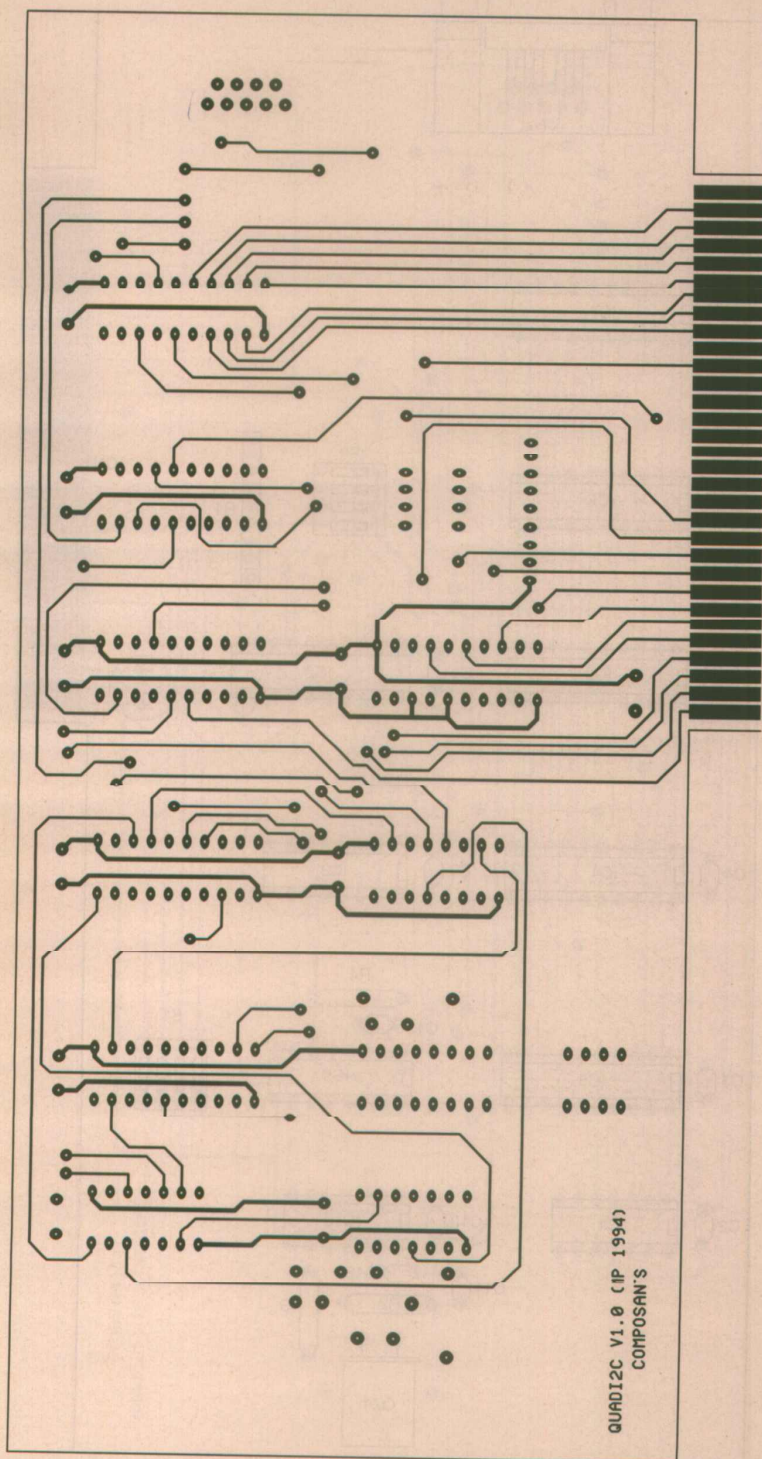


Figure 3

mation actuellement disponible sur PC, sans avoir à connaître le langage «C». C'est donc un atout non négligeable pour ceux qui n'ont pas le temps d'apprendre un nouveau langage ou qui veulent à tout prix utiliser leur langage fétiche.

Si vous souhaitez piloter directement la carte à partir d'un programme d'application entièrement autonome, vous pourrez vous inspirer librement du programme «DEMO4I2C». Par contre, dans ce cas de figure, il vous faudra connaître un peu le langage «C».

Au moment d'installer le driver «DRV4I2C.EXE» en mémoire vous pouvez lui passer plusieurs paramètres sur la ligne de commande. Les paramètres sont optionnels et peuvent se présenter dans n'importe quel ordre. En cas d'erreur sur un paramètre le programme vous affiche la syntaxe d'appel et vous rend la main sans rester résidant en mémoire. La valeur des paramètres est à saisir en hexadécimal. Les paramètres peuvent être saisis indifféremment en majuscule ou en minuscule. Le signe « = » doit être saisi avec les pa-



■ Figure 4

ramètres, sans aucun espace pour l'encadrer. En définitive la syntaxe de la ligne de commande est la suivante :

Si vous installez plusieurs cartes dans le PC vous pouvez charger plusieurs fois le driver en précisant l'adresse IO et

DRV4I2C [IO=xxxx] [OADn=xx] [UserInt=x]

IO est l'adresse de sélection de la carte Quadi2c (300H par défaut).

OADn correspond à Own Adresse pour chaque canal (n=1 à 4). Par défaut OAD1=OAD2=OAD3=OAD4=FFH

UserInt est l'interruption utilisateur à partir de laquelle les services du driver seront accessibles (60H à 66H). 60H est la valeur par défaut.

l'interruption associées. Ainsi selon l'interruption demandée, vous accéderez à une carte précise. Le driver occupe environ 10Koctets de mémoire sur le PC. Le programme «DRV4I2C» peut s'installer plusieurs fois de suite pour un même vecteur d'interruption. Ce sont les paramètres du dernier appel qui seront actifs. Cependant les programmes chargés par les appels précédents resteront en mémoire. En définitive si vous appelez plusieurs fois le driver pour une même interruption vous occuperez inutilement de la place en mémoire. Le driver n'est pas prévu pour libérer la place qu'il occupe en mémoire. Pour assainir la situation à la suite de plusieurs chargements erratiques du driver, vous devez lancer le chargement du DOS sur votre PC (REBOOT).

Si vous envisagez de monter beaucoup de cartes Quad I2C dans votre PC il sera peut être préférable de modifier le driver pour tenir compte des différentes cartes possibles. De cette façon vous gagnerez en occupation de la mémoire du PC. Les modifications à apporter au driver ne sont pas bien compliquées. Il suffit de rajouter une fonction pour modifier le contenu de la variable qui contient l'adresse de base de la carte active. Un rapide coup d'oeil sur les listings concernés devrait vous convaincre de la simplicité de l'opération.

Vous trouverez parmi les fichiers disponibles sur le serveur Minitel deux programmes de démonstration de l'utilisation de la carte Quadi I2C, avec leurs fichiers sources. Le programme «DEMOMDRV.EXE» utilise le driver «DRV4IC» pour accéder à la carte, tandis que le programme «DEMO4I2C» est entièrement autonome.

Les deux programmes de démonstrations adressent pour cible un PCF8574A câblé pour répondre à l'adresse 70H sur le bus I2C (Bit A0 à A2 du PCF8574A mis à la masse).

Les 4 bits de poids fort du port de sortie du PCF8574A sont censés lire la position d'interrupteurs qui ramènent les entrées à la masse tandis que les 4 bits de poids faible commandent des diodes LED montées avec des résistances de protection reliées à Vcc. La carte Quad I2C est censée répondre à l'adresse de base 300H et le driver d'interruption est censé être installé avec les paramètres par défaut.

Si vous n'avez pas la possibilité de télécharger les fichiers via le serveur Minitel, vous pouvez adresser à la rédaction une disquette formatée accompagnée d'une enveloppe affranchie selon le poids pour le retour.

Liste des services accessibles à partir du driver DRV4I2C.

Les services du driver sont accessibles de la même façon que pour les services du DOS, c'est à dire en générant une interruption par programme. Avant de générer l'interruption il faut placer certaines valeurs dans les registres du microprocesseur. Le registre AH correspond à la fonction demandée. Selon la

fonction, les autres registres peuvent avoir une signification. Pour informer le programme appelant du succès ou des erreurs survenues, le gestionnaire d'interruption place une valeur de retour dans le registre AX, avant d'exécuter l'instruction IRET. Les autres registres restent inchangés, ce qui est la moindre des choses pour une routine d'interruption. Vous trouverez ci-après la liste des services disponibles à partir du driver «DRV4I2C». Avec les fichiers sources proposés vous ne devriez pas avoir de gros problème pour ajouter des services au driver.

Fonction Initialisation des contrôleurs PC8584 de la carte Quad I2C

Registre AH = 0
 Remarque : L'adresse associée à chaque contrôleur (Own Address) est définie par la ligne de commande, au moment d'installer le driver d'interruption en mémoire.
 Valeur de retour : Registre AX=0, le contenu des autres registres reste inchangé.

Fonction Sélection du canal I2C actif

Registre AH = 1
 Registre AL = N° du canal I2C à rendre actif (valeurs possibles : 1 à 4)
 Valeur de retour : Registre AX = 0 si la sélection est correcte. Si le canal demandé n'est pas correct la valeur de retour sera AX = 1. Le contenu des autres registres reste inchangé.

Fonction Master Receive sur le canal I2C actif.

Registre AH = 2
 Registre AL = adresse cible à demander sur le canal I2C actif.
 Remarque : le bit 0 de l'adresse cible (Read/Write) sera masqué par la routine d'interruption pour réaliser la fonction correctement.
 Registre CH = nombre d'octets à demander sur le canal I2C actif.
 Registre ES = segment de l'adresse du tampon destiné à recevoir la lecture.
 Registre DX = offset de l'adresse du tampon destiné à recevoir la lecture.
 Valeur de retour: Registre AX = 0 si l'opération de lecture s'est correctement déroulée. Registre AX = 1 si le canal I2C est déjà occupé par un autre Master. Registre AX = 2 si le canal I2C semble ne pas répondre (TIMEOUT). Le contenu des autres registres reste inchangé.

Fonction Master Transmit sur le canal I2C actif.

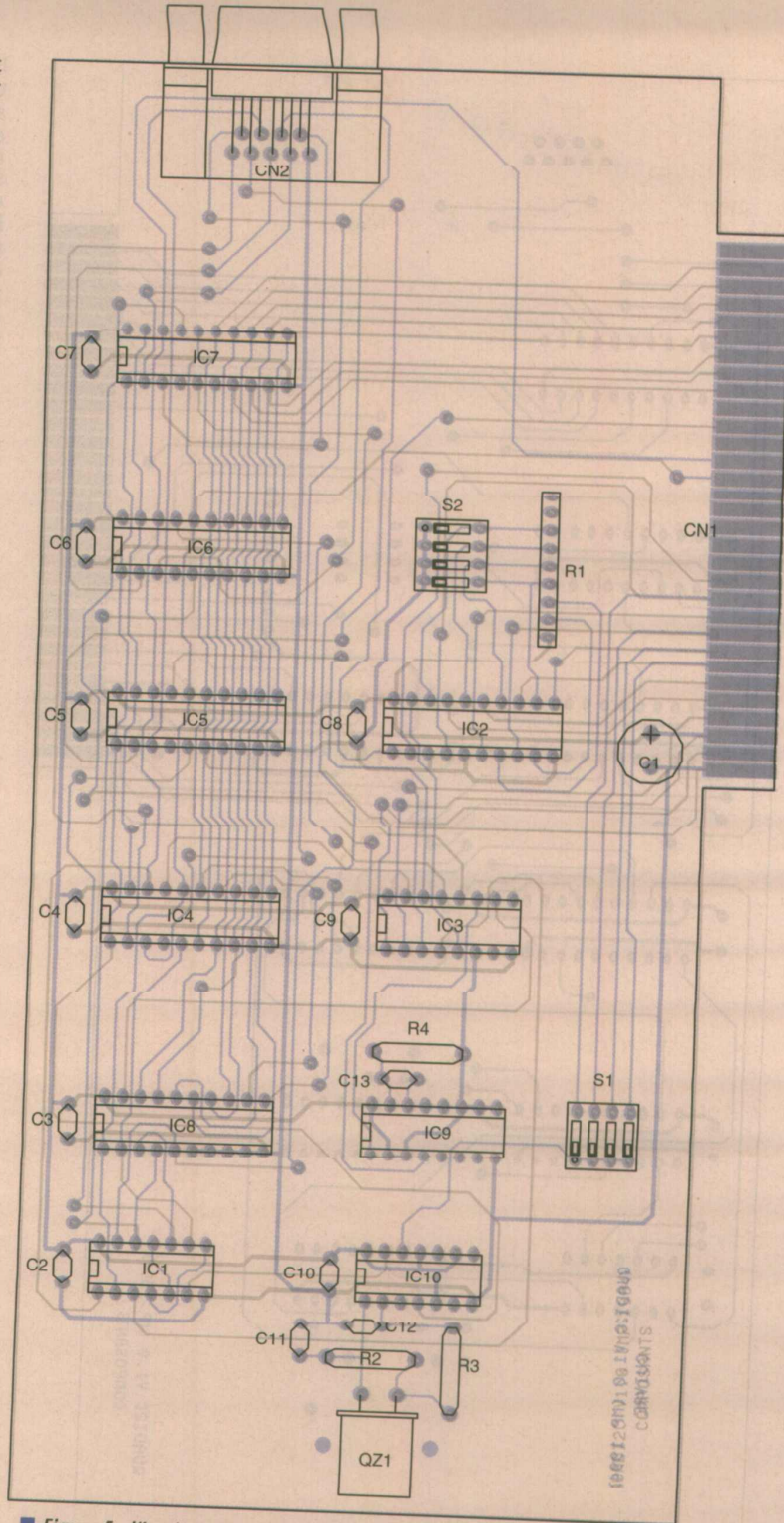
Registre AH = 3
 Registre AL = adresse cible à demander sur le canal I2C actif.
 Remarque : le bit 0 de l'adresse cible

(Read/Write) sera masqué par la routine d'interruption pour réaliser la fonction correctement.
 Registre CL = nombre d'octets à transmettre sur le canal I2C actif.
 Registre ES = segment de l'adresse du tampon qui contient les données à transmettre.
 Registre BX = offset de l'adresse du tampon qui contient les données à transmettre
 Valeur de retour : Registre AX = 0 si l'opération de lecture s'est correctement déroulée. Registre AX = 1 si le

canal I2C est déjà occupé par un autre Master. Registre AX = 2 si le canal I2C semble ne pas répondre (TIMEOUT). Le contenu des autres registres reste inchangé.

Fonction Master Transmit et Receive sur le canal I2C actif.

Registre AH = 4
 Registre AL = adresse cible à demander sur le canal I2C actif.



■ Figure 5 : l'implantation de Quad I2C, ne pas oublier les traversées.

NOMEMCLATURE

Résistances :

- R1 : Réseau résistif 8x10kΩ en boîtier SIL
- R2 : 1MΩ 1/4W
- R3 : 220Ω 1/4W
- R4 : 33kΩ 1/4W

Condensateurs :

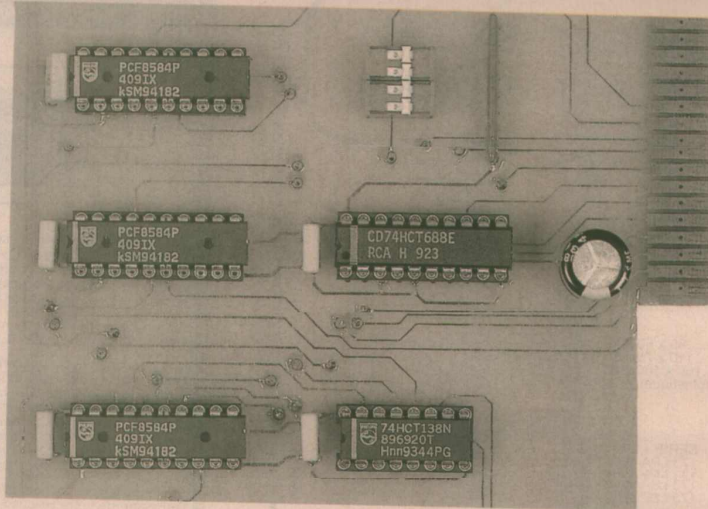
- C1 : 470µF/16V, sorties radiales
- C2,C3,C4,C5,C6,C7,C8,C9, C10,C13 : 100nF
- C11,C12 : 33pF

Circuits imprimés :

- IC1 : 74HCT08
- IC2 : 74HCT688
- IC3 : 74HCT138
- IC4,IC5,IC6,IC7 : PCD8584
- IC8 : 74HCT540
- IC9 : 74LS221
- IC10 : 74HCT04

Divers :

- CN2 : Connecteur DB 9 points femelle, coudé, à souder sur CI (par exemple HARTING 09 66 113 7601)
- S1,S2 : Bloc de 4 micro-switches en boîtier DIL
- Y1 : Quartz 12MHz en boîtier HC49/U



Remarque : le bit 0 de l'adresse cible (Read/Write) sera masqué par la routine d'interruption pour réaliser la fonction correctement.

Registre CL = nombre d'octets à transmettre sur le canal I2C actif.

Registre ES = segment de l'adresse des tampons.

Remarque : ES vaut à la fois pour le tampon de lecture et pour le tampon d'écriture. Il faut donc veiller à ce que les tampons soient définis dans le même segment. Au cas où il est impossible de définir deux tampons dans le même segment, utilisez un seul tampon comme source et comme destination (le tampon source sera utilisé avant le tampon destination).

Registre BX = offset de l'adresse du

tampon qui contient les données à transmettre

Registre CH = nombre d'octets à demander sur le canal I2C actif

Registre DX = offset de l'adresse du tampon destiné à recevoir la lecture (même segment pour les deux tampons).

Valeur de retour : Registre AX = 0 si l'opération de lecture s'est correctement déroulée. Registre AX = 1 si le canal I2C est déjà occupé par un autre Master. Registre AX = 2 si le canal I2C semble ne pas répondre (TIMEOUT). Le contenu des autres registres reste inchangé.

Pascal MORIN

QUALITE STOCK PRIX

- BERG
- BULGIN
- FRB
- PRONER COMATEL
- HIRSCI IMANN
- PANDUIT

CATALOGUE SUR DEMANDE

EN CONNECTIQUE
NOUS SOMMES ET RESTONS LEADERS
POUR MIEUX VOUS SERVIR

ASN ELECTRONIQUE S.A.

P.48 - 94472 Boissy-St-Léger Cedex - Tél. (1) 45.99.22.22 - Fax (1) 45.98.38.15
Marseille: Tél. 91.94.15.92 - Fax 91.42.70.99

CAO
sur PC/AT et compatibles

PRIX "en promotion d'été"
au lieu de 4950^{FRF}

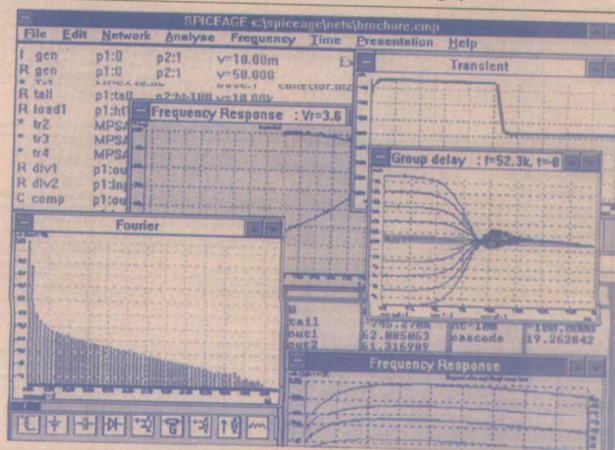
3950^{FRF}

ESSAYEZ... ET VOUS SEREZ
CONVAINCUS !

COMMENT
ECONOMISER
SANS
COMPROMIS ?

«SPICEAGE POUR WINDOWS»

logiciel de simulation & d'analyse analogique sur PC



Une documentation complète et une disquette de démonstration interactive sont à la disposition GRATUITE des établissements d'enseignement et les professionnels de l'électronique, et au prix de 150 F TTC franco pour les particuliers.

Multipower

22, rue Emile Baudot
91120 PALAISEAU
FRANCE

Tél : (33) 1 69 20 13 70
Fax : (33) 1 69 20 60 41
Télex : 603 103 F

DISTRIBUTEUR EXCLUSIF DE TATUM LABS

Outils de Développement DASP2/3

DASP est une famille de processeurs

numériques de signal audio de Texas

Instruments. Les produits DASP sont

des DSP 24/32 bits optimisés pour les

applications de traitement audio telles

que les autoradios numériques, la

stereophonie Dolby, le son TV

amélioré, les égalisateurs, les

équipements stéréo domestiques, mais aussi la sonorisation tridimensionnelle,

les instruments de musique, les équipements à effets spéciaux et le multimédia.

Un jeu d'outils de développement proposé par un consultant est constitué des

éléments suivants :

- 1.) CARTE EVM : (Matériel)
 - 2.) VERSION DEVELOPPEUR DASP : (Logiciel)
 - 3.) VERSION DEVELOPPEUR D'APPLI-CATION : (Logiciel)
 - 4.) KIT DE MISE A JOUR POUR DASP MULTIPLES : (Matériel et logiciel)
- Les versions 2 et 3 utilisent des logiciels différents tout en partageant le même matériel.

Matériel

Les composants techniques suivants constituent le matériel nécessaire :

- Processeur numérique de signal audio (DASP2) de Texas Instruments TMS57002
- DRAM 2 Mo
- Codec audio 16 bits
- MCU 8 bits programmée par masque
- Interface compatible RS232 pour téléchargement de programmes et coefficients
- Panneau frontal avec LCD
- Entrée audio pour CD numérique (en option)
- Interface audio numérique AES/EBU (en option)

La carte (boîte noire) nécessite une alimentation 12 Vcc et une intensité nominale de 120 mA en mode autonome. Les programmes intégrés permettent de réaliser les fonctions suivantes : égalisateur numérique, écho, compensation de l'asymétrie des hauts-parleurs et simulation de son tridimensionnel. En mode EVM, un PC doit obligatoirement être relié à la carte. Ce mode propose des fonctions telles que le chargement et la mise au point de tout programme DASP et jeu de coefficients.

En mode EVM, les équipements sont entièrement contrôlés par le logiciel de mise au point tournant sur le PC. Si plusieurs cartes DASP sont utilisées, elles pourront toutes être contrôlées par une seule liaison série enchaînée.

Version développeur DASP

Cette version inclut le matériel décrit ci-dessus avec une alimentation 220 V, un câble RS-232 et la documentation correspondante. Les outils logiciels

sont fournis par les programmeurs du logiciel DASP intégré. Ils sont compilés pour l'environnement DOS et tournent sur n'importe quel PC-A1.

Kit d'outils macro pour macro assembleurs.

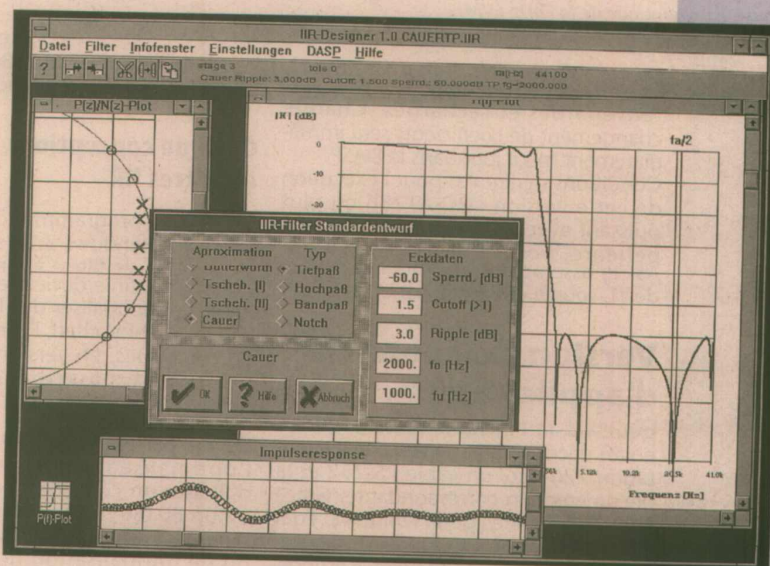
Il s'agit d'un préprocesseur de texte de lignes de commande capable de générer du code source assembleur et des fichiers d'insertion pour les programmes d'application écrits en langage C ou Pascal à partir de formes abrégées de programmes assembleur.

Programmes démo.

Assembleur et Bibliothèque de macros pour le TMS57002 comprenant des exemples pour différents types de filtres numériques et fonctions similaires pour le matériel.

Programme de chargement avec éditeur de coefficients en ligne.

Ce programme permettra et surveillera l'exécution de vos programmes sur le DASP. Les fichiers de programme DASP de type OBJ, générés par l'assembleur, pourront être chargés dans la boîte noire ainsi que les fichiers de coefficients en format hexadécimal utilisés par le simulateur TI. Les coefficients



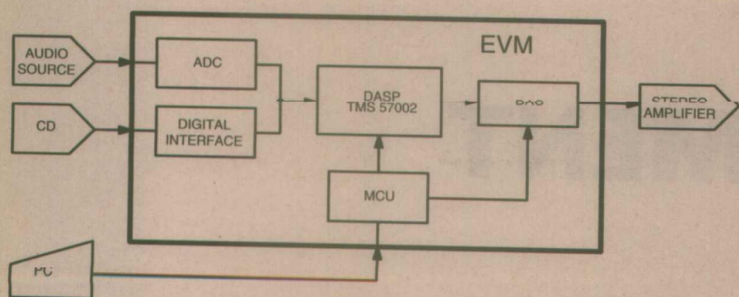


Figure 1 : synoptique de la carte EVM.

pourront être édités en format hexadécimal ou à virgule fixe, de même que sauvegardés et rechargés. Chaque changement de coefficients sera immédiatement mis à jour dans le DASP.

Conditions minimales pour l'exécution de cette version : PC-AT286 ou plus puissant avec DOS version 3.3 ou supérieure, port série RS232, éditeur ASCII, assembleur et simulateur DASP de TI, source et amplificateur audio.

Version développeur d'applications

Cette version inclut le matériel (boîte noire) décrit ci-dessus avec une alimentation 220 Vcc, un câble RS-232 et la documentation correspondante. Grâce aux gestionnaires pour Windows, également fournis par les fonctions de programmation de la boîte noire, il est possible de créer des applications Windows en tant qu'interface utilisateur pour contrôler l'exécution du DASP. Trois applications Windows fournies dans ce progiciel permettent de concevoir des programmes DASP spécifiques, en particulier lors d'un travail avec des filtres numériques. Le logiciel comprend la version développeur DASP ainsi que les modules suivants :

Module DLL : moniteur de la boîte noire

C'est l'interface de communication avec le matériel/logiciel DASP. Il contient les fichiers en-tête pour les langages C et Turbo Pascal, il gère les changements de configuration matérielle et fournit des routines faciles à utiliser.

- Code source d'exemples écrits en Turbo Pascal pour Windows. Panneau de réglage du gain avec fonctions volume et balance donnant un exemple d'utilisation des fichiers DLL. Les sources assembleur DASP sont également comprises.
 - Outil de conception de filtre IIR pour Windows comprenant le générateur de code de programme pour le TMS57002 ainsi que les fonctions de chargement direct vers la boîte noire.
 - Outil de conception de filtre FIR pour Windows comprenant le générateur de code de programme pour le TMS57002 ainsi que les fonctions de chargement direct vers la boîte noire.
- Signal Workshop for Windows (développement en cours)
- Conditions minimales pour l'exécution

Windows tel que TPW de Borland, C++, source et amplificateur audio.

Outil de conception de filtres IIR

Grâce à ce programme tournant sous Microsoft Windows 3.1, la conception et l'analyse de filtres à réponse impulsionnelle infinie deviennent possibles. Il permet de réaliser des filtres Butterworth, Tschbyscheff Type I et II, ainsi qu'elliptiques, en versions passe-bas, passe-haut, passe-bande ou stop-bande. Le programme d'optimisation intégré simule une règle de tolérance définie par l'utilisateur. Pour exécuter l'optimiseur, il est recommandé d'utiliser un coprocesseur numérique ou un 80486. Le programme propose différentes options de transformation ou de normalisation des filtres. Les étages du filtre peuvent être commutés, décalés en fréquence et limités en gain. Les caractéristiques suivantes du filtre peuvent être affichées dans des fenêtres secondaires et imprimées :

- H vs. f,
- Phase vs. f,
- Réponse d'impulsion vs. temps, pôles et zéros dans le plan z.

Les fichiers de coefficients créés par le concepteur de filtre IIR sont en format ASCII et peuvent être imbriqués dans le source assembleur. Les filtres élaborés peuvent être chargés en ligne sur le DASP pour y être testés. On peut également créer des blocs de code source pour les sections de filtre dans les programmes DASP ainsi que les fichiers COE correspondants. Un seul DASP peut gérer un filtre mono IIR d'un ordre 50 ou un filtre stéréo d'un ordre 25. L'outil de conception de filtre IIR permet de contrôler jusqu'à 4 DASP et, si nécessaire, de charger les filtres sur le DASP approprié. La longueur maximum autorisée est de l'ordre 100 dérivations pour les filtres stéréo et de l'ordre 200 pour les filtres mono.

Outil de conception de filtre FIR

Avec ce programme tournant sous Microsoft Windows 3.1, des filtres à réponse impulsionnelle finie en phase linéaire peuvent être générés en faisant appel à plusieurs types de fonctions de fenêtrage (par ex : Hanning, Hamming, Flat Top, Gauss, Kaiser, Sinus, Blackman, Bartlett). À l'aide d'un algorithme DFI, des règles de tolérance

de cette version : PC-AT286 ou plus puissant avec DOS version 3.3 ou supérieure, port série RS232, éditeur ASCII, assembleur et simulateur DASP de TI. Windows de Microsoft ainsi qu'un système de développement pour

données sont transformées en coefficients DASP. Les fichiers de coefficients créés par le concepteur de filtre FIR sont en format ASCII et peuvent être imbriqués dans le source assembleur. Les filtres élaborés peuvent être chargés en mode connecté sur le DASP pour y être testés. On peut également créer des blocs de code source pour les sections de filtre dans les programmes DASP de TI. Windows de Microsoft ainsi qu'un système de développement pour

Signal Workshop

Avec ce programme tournant sous Microsoft Windows 3.1, les systèmes de traitement du signal peuvent être élaborés d'une manière graphique en associant des blocs tels que retards, facteurs, additionneurs et multiplicateurs dans un schéma fonctionnel. Le logiciel simule les générateurs de signaux qui peuvent être introduits dans le schéma. La mesure des signaux s'effectue grâce aux fonctions analyseur FFT, aux instruments de mesure de niveaux, aux enregistreurs et oscilloscopes à n'importe quel endroit du concept. C'est un outil très puissant pour analyser des structures de filtres données. Il inclut également la détection de dépassement de signaux ou de parasites d'arrondi. À cet effet, la longueur de mot et le type de troncature utilisés dans le calcul du processus d'émulation peuvent être paramétrés. Une sortie imprimée de l'écran ainsi que la fonction d'aide en mode connecté sont également disponibles. Le programme importe des filtres IIR et FIR, créés par les autres outils, de même qu'il exporte et importe ses propres fichiers NZW.

Kit de mise à jour pour DASP multiple

Ce kit permet de connecter jusqu'à 4 DASP dotés d'interfaces numériques audio pour réaliser le transfert de données audio sans diminution du niveau de qualité.

- Port double RS232 pour réaliser un chaînage de DASP.
- La face avant du PC comporte des connecteurs coaxiaux pour l'entrée et la sortie des signaux audio numériques.
- Documentation du modèle d'adressage du matériel et de la position des cavaliers accompagnée d'exemples de mise en cascade de DASP.

Le support pour la prochaine génération de DASP est en projet.

Pour toute information supplémentaire, support technique, ou toute question sur la maintenance et les conditions de livraison, veuillez contacter :

Dipl. Phys.
Herbert Helmstret
Iradinger Strasse 3
D-93080 Pentling
R.F.A.
Tél.: 19 49 94 05/75 44
Fax : 19 49 94 05/70 44
TI France :
BP67 - 8-10 av. Morane Saulnier
78141 Vélizy-Villacoublay

CIAO2 : LE DAO DE CIRCUITS IMPRIMÉS

«PREMIER PRIX»

Digne successeur de CIAO, le

«best-seller» du CIRCUIT IMPRIME

FRANCAIS, CIAO2 est toujours un

logiciel de «pastillage» ultra-simple mais

enrichi cette fois de quelques outils

inspirés de produits plus complets.

La nouvelle version se rapproche ainsi

de ses concurrents directs, pas

beaucoup plus chers mais bien plus puissants. C'est donc surtout son extrême

facilité de prise en main qui fera la différence, d'autant que tout est en français

du manuel jusqu'aux écrans.

Un concept original

Toute la philosophie de CIAO (Circuit Imprimé Assisté par Ordinateur) tient en un seul mot : simplicité.

Ce choix délibéré est évidemment pénalisant lorsqu'on engage une comparaison avec des logiciels guère plus chers comme BOARDMAKER 1, DACIM, ou PCBII. Mais faut-il se risquer à ce genre d'exercice ?

C'est bien sûr tentant quand on a l'habitude d'un tel outil de CDAO semi-professionnel, et on peut alors dresser une longue liste de ce qui «manque» à CIAO, même dans sa version 2.

Une telle démarche serait toutefois malhonnête, car il faut comparer des choses comparables : CIAO2 ne s'adresse pas au même public, et ses «lacunes» sont en réalité les points forts de cette approche originale du dessin (nous n'avons pas dit de la conception) de circuits imprimés sur ordinateur.

Points forts parce que la première prise en main de CIAO2 ne prendra que quelques minutes au lieu des heures ou des jours qu'il faut d'habitude pour commencer à maîtriser convenablement un logiciel plus puissant, dont tout le monde n'utilisera certainement

pas la totalité des ressources même si ce n'est pas un «autorouteur».

Un enfant arriverait sans difficulté à se servir de CIAO2 (cela se voit !), à condition tout de même de savoir lire le français et de ne pas ignorer ce qu'est un circuit imprimé.

Jamais l'utilisateur n'est confronté à plus d'une dizaine de commandes à la fois, toutes présentées clairement en bon français : il n'y a plus qu'à presser une touche de fonction ou une touche du pavé numérique, selon les cas. Il aurait d'ailleurs été préférable de «banaliser» ces deux possibilités, car on s'y perd parfois un peu et c'est dommage.

Une «vue générale» permanente

CIAO2 est peut être le seul logiciel de dessin de circuits imprimés qui affiche en permanence la totalité de la carte, évitant de la sorte le recours aux systèmes de «zoom» et de «panoramique» auxquels il n'est pas toujours aisé de s'habituer.

La taille de la carte se trouve ainsi limitée à 140 x 180 mm, contre couramment 800 x 800 pour la concurrence. Cela paraît petit, mais si vous plongez

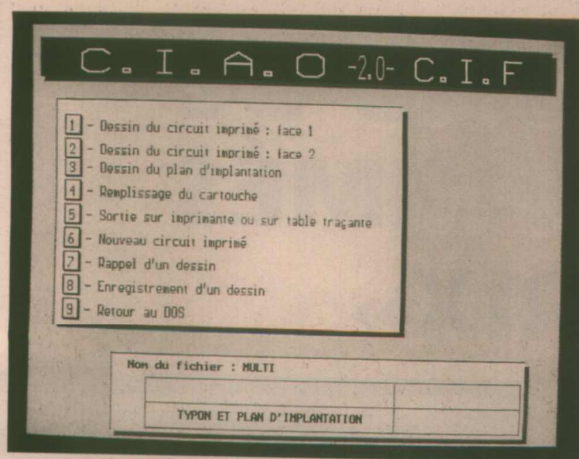
dans vos archives, vous serez probablement surpris de la proportion de tracés qui rentrent largement dans ce format ! Strictement limité à deux faces plus une sérigraphie d'implantation, CIAO2 ne permet de travailler que sur une seule de ces «couches» à la fois. Il peut cependant afficher les autres en surimpression colorée, uniquement à des fins de repérage.

Cela permet de se contenter du noir comme couleur de travail, et donc éventuellement d'un écran monochrome HERCULES.

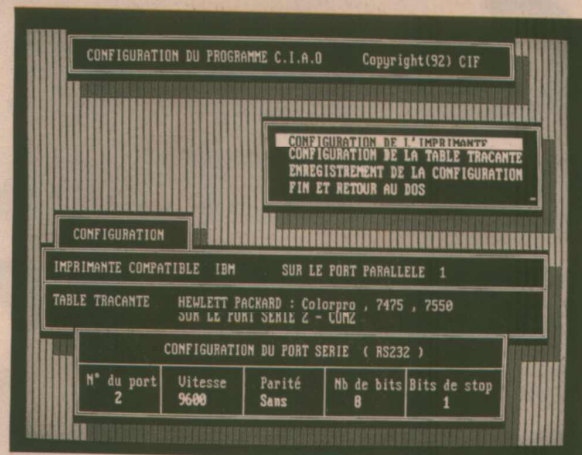
L'absence de zoom exige en effet un écran à haute résolution, et en couleur il faut au moins un EGA ou un VGA : pas question de se contenter d'un CGA, même si le logiciel «tourne» bien sur les «vieux» PC à 8088 sans disque dur. C'est dommage, mais à prendre ou à laisser.

Même avec un bon moniteur VGA, la grille de 2,54 mm est vraiment serrée (on n'est guère au dessus de l'échelle 1 sur un écran de 14 pouces), et avec un fond d'un blanc éclatant la fatigue visuelle menace à brève échéance. Heureusement, le travail peut être rapidement mené, et la carte sera sans doute gravée avant que la migraine ne survienne !





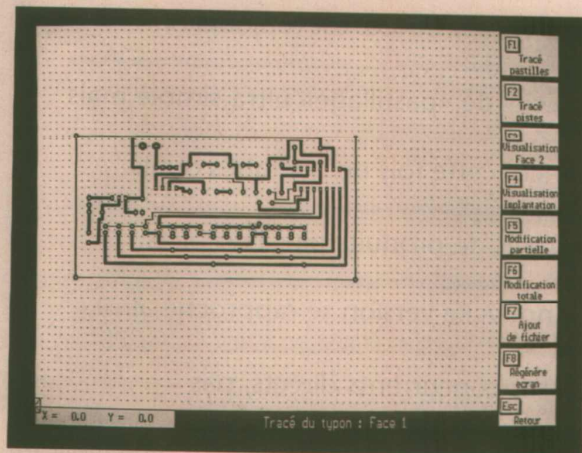
■ Le menu principal.



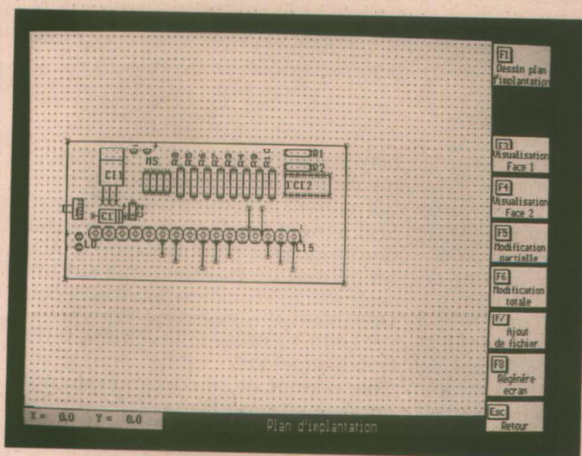
■ L'utilitaire de configuration.



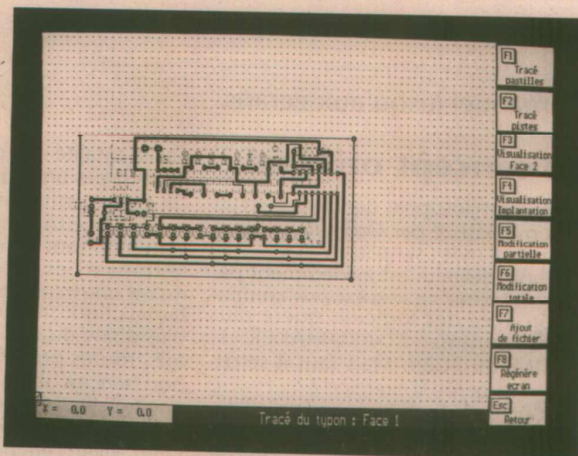
■ Remplissage du cartouche de plan.



■ Le tracé du cuivre.



■ La sérigraphie d'implantation.



■ Sérigraphie de l'implantation.

Deux largeurs de pistes seulement (une moyenne et une fine permettant de passer entre les pastilles des DIL) sont disponibles, ainsi que huit modèles de pastilles : là encore, c'est peu mais amplement suffisant pour des travaux simples.

Par rapport à CIAO qui permettait uniquement de poser des pastilles et des pistes, CIAO2 offre la possibilité d'appeler des empreintes de composants dans une petite «bibliothèque» que l'utilisateur peut enrichir lui-même. Les motifs en question peuvent être tournés, inversés, déplacés d'un bloc, et dupliqués à volonté par des

manoeuvres toujours fort simples. A signaler également deux fonctions nouvelles de modification, une générale et l'autre partielle. Equivalentes aux fonctions «bloc» des logiciels plus évolués, elles permettent la encore de faire subir effacements, rotations, inversions, recopies, etc. soit à l'ensemble de la carte soit à une zone délimitée par un rectangle «sur mesure». Dans la plupart des cas, la touche «escape» opère une fonction souvent appelée «undo» : elle annule la dernière opération effectuée, voire les précédentes si on appuie plusieurs fois. C'est digne de certains logiciels infiniment

plus coûteux, et capable de sauver la mise dans bien des situations.

Mais nous ne sommes pourtant pas entièrement convaincus du bien-fondé de ces améliorations : si l'utilisateur commence à ressentir le besoin de telles fonctions, c'est qu'il aborde déjà des tracés d'une certaine complexité, probablement justiciables d'un outil plus puissant. Pour nous, ces perfectionnements certes confortables sont un peu «hors sujet», mais nous pouvons nous tromper car CIF n'a certainement pas agi à la légère : ce n'est assurément pas dans les habitudes de la maison !

Tout par le clavier

Même si la plupart des souris arrivent à déplacer le curseur de CIAO2, le logiciel est prévu pour être piloté entièrement à partir du clavier : on n'obtiendra en général que de piètres obliques avec la souris, tandis que celle-ci est sans effet sur les choix dans les «menus».

Selon le jeu de touches utilisé (le pavé numérique ou les touches fléchées indépendantes des claviers AT) on pourra déplacer le curseur par incréments de 2,54 mm (pas entier) ou de 1,27 mm (demi-pas). C'est très précis, mais aucune possibilité n'existe pour poser des pastilles ou des pistes «hors pas».

Il vaut donc mieux ne pas avoir à implanter de prises SUB-D, par exemple ! Poser une pastille est aussi simple que positionner le curseur et presser une touche de fonction correspondant au type de pastille à tracer.

Dessiner une piste suppose l'appui sur une touche de fonction (selon la largeur souhaitée) au point d'origine, le «tirage» de la piste à angle droit ou à 45° avec les touches de déplacement, puis l'appui sur ENTER lorsque la seconde extrémité est atteinte. Il n'est pas utile de chercher à éviter les trous des pastilles, CIAO2 les «débouche» automatiquement si nécessaire.

Il est ainsi extrêmement simple d'obtenir un tracé très propre sans aucune expérience particulière, ce qui n'est pas forcément le cas avec les logiciels plus puissants qui offrent une foule d'options pas toujours bonnes à combiner n'importe comment.

Par contre, n'espérez pas tracer avec CIAO2 des pistes à 30° ou circulaires, remplir des zones de masse, ou implanter commodément des CMS. Même les pastilles ovales sont interdites : elles doivent être rondes ou rectangulaires !

Les sorties

Autant le dire tout de suite : CIAO2 est très orienté «table traçante», l'une des spécialités de CIF ! Et il est vrai que ce genre de matériel permet d'obtenir des résultats de très haute qualité.

Le menu de configuration propose un choix assez large de modèles du commerce, que l'on pourra raccorder aussi bien sur un port série (pas au delà de COM2 :) que sur un port d'imprimante parallèle.

Il est regrettable que la sortie HPGL ne soit pas possible sous la forme d'un fi-

chier disque : CIAO2 ne sait que piloter directement le traceur.

Or, à part dans les établissements d'enseignement (fidèles parmi les fidèles de CIAO 1), la table traçante n'est pas un équipement qui court les rues...

Il est donc en principe possible de sortir (à l'échelle 1 seulement mais en deux qualités) sur imprimante matricielle compatible EPSON ou IBM, mais là CIAO2 nous a beaucoup déçu et n'a pas progressé d'un pouce par rapport à CIAO première version.

Le manuel ne cache pas que les cotes verticales ne sont pas respectées sur les imprimantes au standard IBM, et en effet elles sont faussées de près de 20% ! C'est impardonnable à l'heure

où la plupart des produits concurrents possèdent des «drivers» pour toutes les imprimantes à 9 ou 24 aiguilles compatibles EPSON ou IBM Proprinter, et même pour les «laser», que l'on peut étalonner pour corriger non seulement les menues imprécisions mécaniques mais jusqu'à l'épaisseur variable du papier.

Certes cela ne compromet pas le contrôle visuel des tracés (encore neureux !), mais il ne faut pas espérer pouvoir graver la carte à partir de ce genre de tirage.

De toute façon, CIF a toujours déconseillé ouvertement la gravure à partir de sorties sur imprimantes matricielles, quelle que soit la technique de transfert employée : photocopie ou impression directe sur film plastique ou calque.

Qu'il nous soit cependant permis de ne pas être de cet avis, car c'est pourtant ainsi que nous procédons quotidiennement, sans jamais encourir le moindre échec.

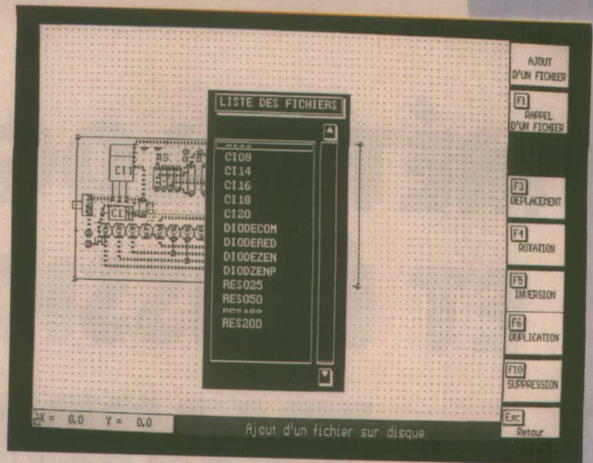
Bien entendu, CIAO2 ne «sort» pas en POSTSCRIPT ou en GERBER, formats résolument professionnels, mais une option (CIAOP) est disponible pour produire des fichiers de perçage au standard EXCELLON.

Il est donc possible de piloter avec CIAO2 des petits robots de perçage à commande numérique, assez répandus dans l'enseignement.

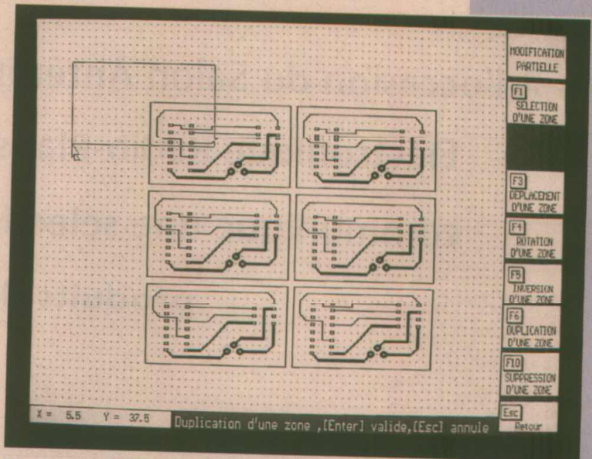
Il convient toutefois de remarquer que si on additionne les prix de CIAO2 et de CIAOP (fourni avec CIAOD, utilitaire de dessin de schémas), on dépasse allègrement le prix des logiciels semi-professionnels qui font tout cela d'origine, et bien plus encore.

Installation et protection

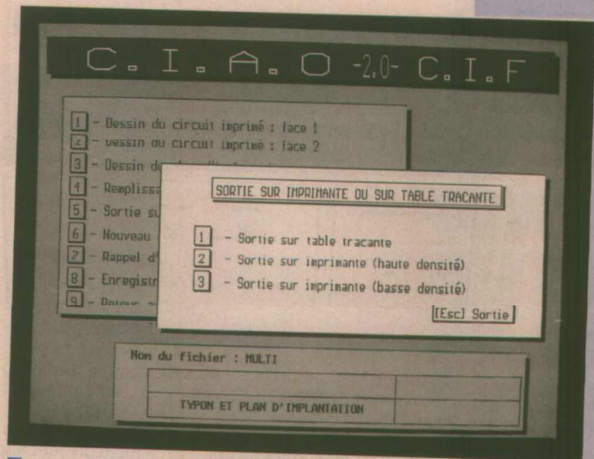
Dûment déposé à l'Agence pour la Protection des Programmes, CIAO2 est muni d'une protection contre les copies intégrée à la disquette originale. Au terme de la procédure d'installation qui «attache» le logiciel à un PC et un seul, l'original devient inutilisable. On peut toutefois le «réhabiliter» en



■ Appel d'une empreinte de la bibliothèque.



■ La fonction de répétition.



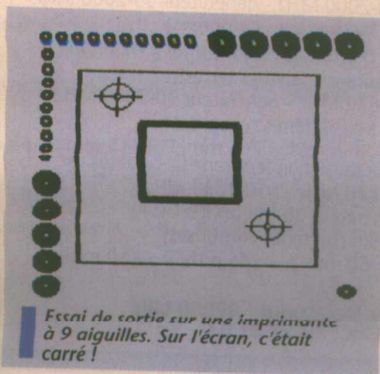
■ Le menu de sortie sur imprimante.

«désinstallant» CIAO2, manoeuvre qui permet éventuellement son transfert vers un autre ordinateur.

Permettant heureusement d'effectuer une copie de sauvegarde, cette méthode présente l'avantage de ne pas grever le prix du produit comme le ferait un «dongle».

Même si l'efficacité de la protection n'est pas totale, il faut bien reconnaître que ne pas protéger du tout un logiciel aussi massivement diffusé dans un public «à risque» aurait été de la dernière imprudence.

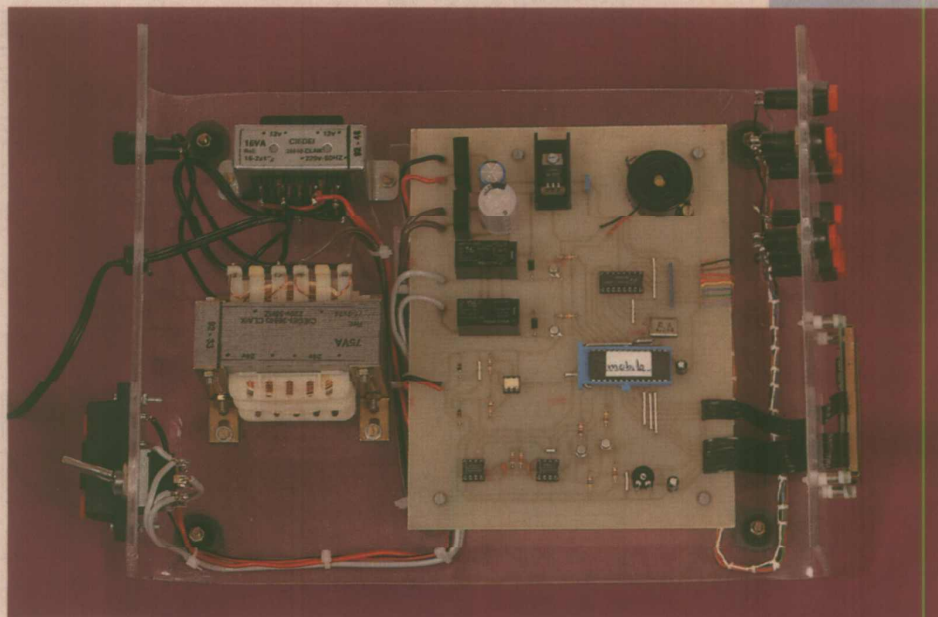
Patrick GUEULLE.



Feuilles de sortie sur une imprimante à 9 aiguilles. Sur l'écran, c'était carré !

UN POSITIONNEUR SATELLITE A 68705

Cette réalisation remplit les fonctions d'un positionneur ordinaire avec une mémorisation de 16 satellites maximum, ceci grâce à deux EEPROM et un bus I2C simulé à partir du 68705P3S. On pourra aussi l'exploiter comme un équipement



spécialisé pour l'installation d'antenne qui affiche une graduation proportionnelle à l'extension ou la rétractation du vérin.

Deux versions

Ce positionneur s'adresse autant aux particuliers qu'aux installateurs. Il peut intéresser les personnes disposant déjà d'une réception mono-satellite et désireuses de motoriser leur antenne tout en conservant leur ancien démodulateur. Sachez cependant qu'il reste très rudimentaire par rapport aux équipements disponibles dans le commerce car sans télécommande.

Par ailleurs le manque de place en mémoire n'a pas permis de fixer des limites EST et OUEST au déplacement de la parabole, donc des butées. Il est par conséquent recommandé après la programmation de ne pas dépasser les satellites placés aux extrémités. L'autre version du positionneur peut, grâce à sa visualisation précise de la position du vérin, intéresser autant les chasseurs de «feed» que les installateurs. L'idéal aurait été d'afficher directement la direction pointée par l'antenne en degrés. Mais c'était impossible vu le nombre de montures et de vérins existants. Le choix à donc été d'utiliser comme unité de base une impulsion en provenance de l'ILS. Cette graduation est donc sans unité mais elle reste proportionnelle au déplacement de la parabole. Il est aussi possible par un simple échange du 68705, de passer d'une version à l'autre sans pour autant endommager le contenu des deux EEPROM.

Choix techniques

Nous avons privilégié la simplicité de réalisation par un circuit imprimé simple face et le choix d'un microcontrôleur largement répandu, le 68705P3S afin que ce montage concerne le plus grand nombre d'entre vous intéressé par la réception satellite. Deux relais, au lieu de transistors, commandent le vérin. Cela permet de réaliser l'alimentation en rendant un court-circuit impossible si les deux relais sont actionnés simultanément par accident. Enfin un afficheur LCD de 2x16 caractères donne d'une part un bon rendu du défilement de la graduation pendant le déplacement de l'antenne et d'autre part la possibilité de visualiser les noms des satellites mémorisés au lieu d'un numéro comme c'est souvent le cas pour les produits commercialisés.

SCHEMA

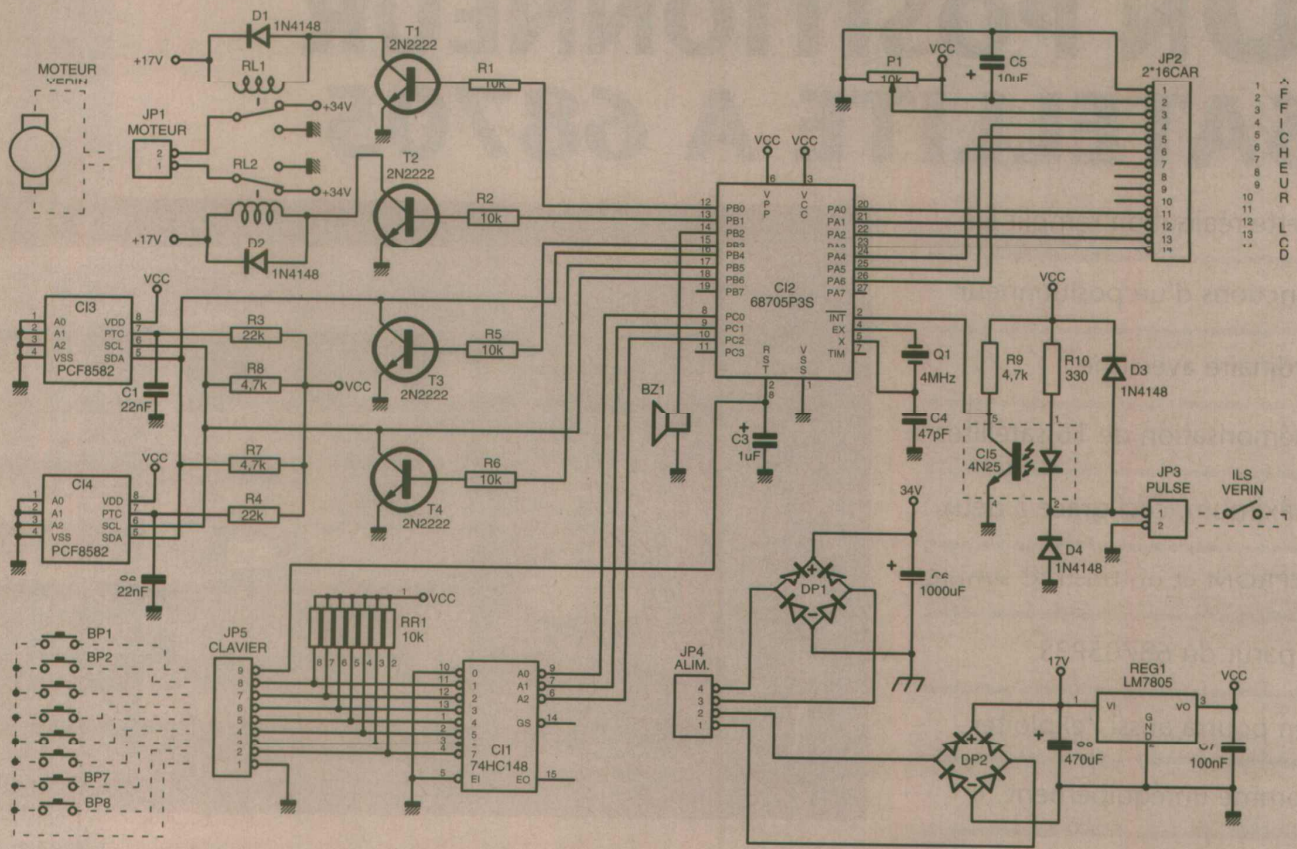
Ces choix font que le schéma de la figure 1 s'en trouve lui aussi très simplifié, excepté peut-être la partie alimentation. Lors d'une première version le 5 volts était fourni à partir du transformateur 2x24V afin de n'utiliser qu'un transfo. Mais après bien des décrochages du 68705 pendant la mise en route du vérin, la solution retenue a été de séparer les alimentations. C'est

aussi le cas pour la plupart des positionneurs commerciaux ne disposant pas d'alimentation à découpage.

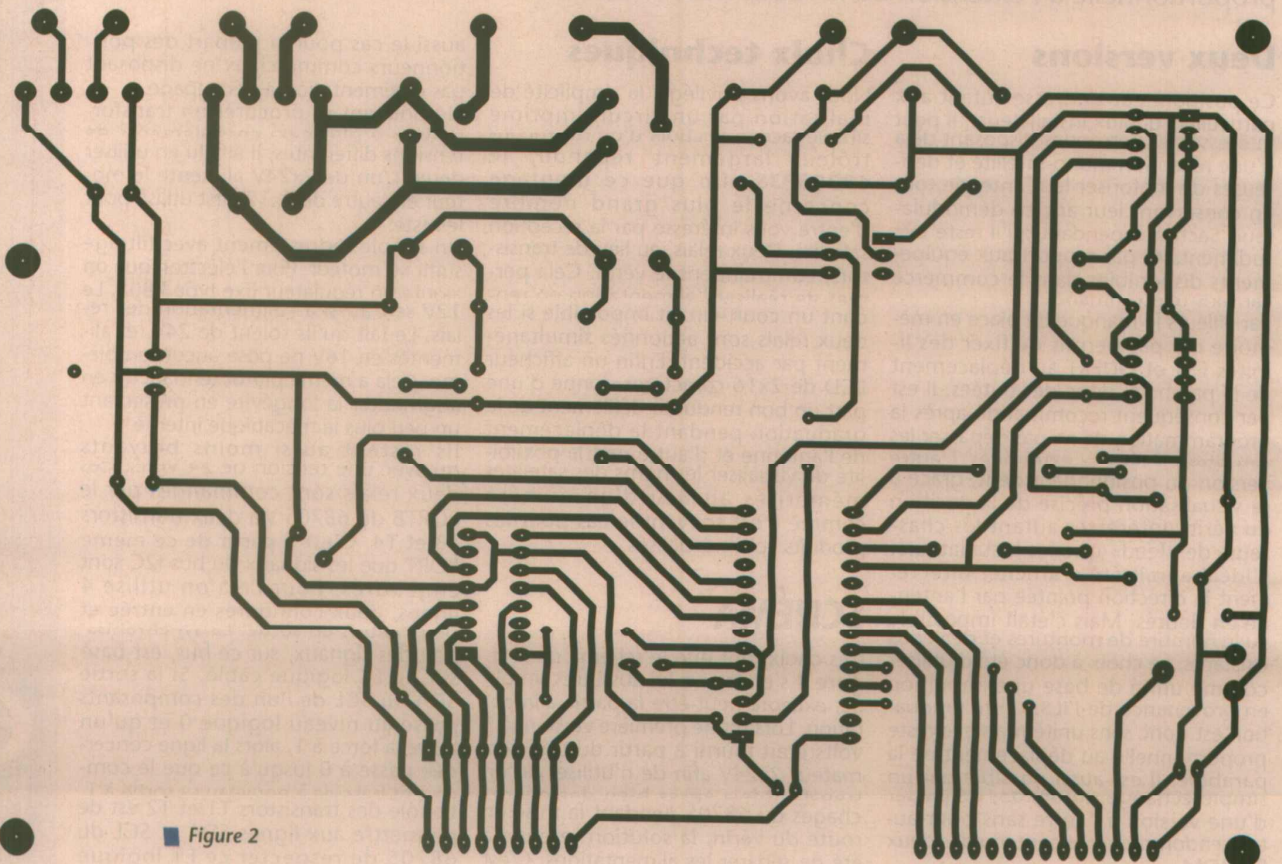
Ne pouvant se procurer un transformateur à plusieurs enroulements de tensions différentes, il a fallu en utiliser deux. L'un de 2x24V alimente le moteur et l'autre de 2x12V est utilisé pour le reste.

Un simple redressement avec filtrage suffit au moteur. Pour l'électronique on ajoute un régulateur fixe type 7805. Le 12V sert aussi à l'alimentation des relais. Le fait qu'ils soient de 24V, et alimentés en 16V ne pose aucun problème. Cela a même plutôt tendance à en augmenter la longévité en préservant un peu plus la mécanique interne.

Ils restent aussi moins bruyants qu'avec une tension de 24 Volts. Ces deux relais sont commandés par le PORTB du 68705 via deux transistors T3 et T4. C'est à partir de ce même PORT que les signaux du bus I2C sont engendrés. Pour cela on utilise 4 lignes, deux configurés en entrée et deux autres en sortie. La synchronisation des signaux, sur ce bus, est basé sur un ET logique câblé. Si la sortie SDA ou SCL de l'un des composants passe au niveau logique 0 et qu'un autre la force à 1, alors la ligne concernée passe à 0 jusqu'à ce que le composant bascule à nouveau sa sortie à 1. Le rôle des transistors T1 et T2 est de permettre aux lignes SDA et SCL du 68705 de respecter ce ET logique



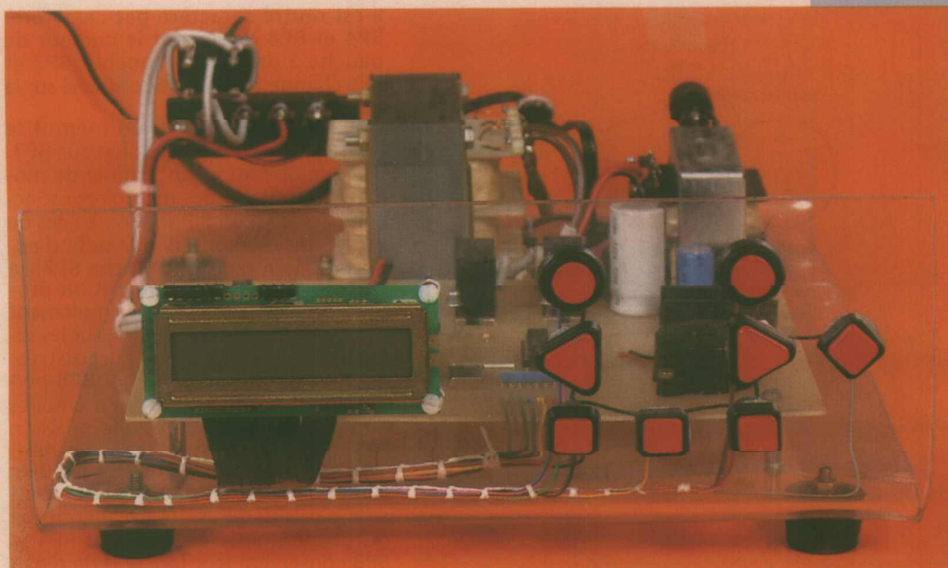
■ Figure 1 : le schéma global du positionneur.



■ Figure 2

câblé. Dans ce circuit R5 et R6 sont autant les résistances de pull-up des transistors que de lignes I2C. Les sorties PB5 et PB3 sont donc configurées en sortie pour pouvoir commander T1 et T2 alors que PB4 et PB6 sont en entrée afin de lire le niveau sur chaque ligne. Les deux EEPROM C13 et C14, reliées au 68705 par le bus I2C, ont chacune besoin pour leur synchronisation interne d'un oscillateur cadencé par les deux circuits RC : R3, C1 et R4, C2. Le buzzer est le dernier élément branché sur le PORTB. Il dispose d'un oscillateur intégré si bien qu'une simple tension continue de 5V est suffisante pour le faire sonner.

Sur le PORTA se trouve l'afficheur LCD. Il est, par souci d'économie de lignes E/S, configuré à l'initialisation pour être commandé avec des données d'une largeur de 4 bits. Cette particularité de l'afficheur permet ainsi de n'utiliser qu'un PORT avec 3 lignes pour les signaux de contrôle et 4 pour les données. Son contraste est réglable à partir de la résistance variable PT1. Enfin le PORTC, d'une largeur 4bits, permet de lire l'état du clavier. Les 7 touches sont gérées par un encodeur de priorité 8 vers 3 type 74HC148. L'entrée 0, la moins prioritaire, est reliée directement à la masse si bien que son code est constamment présent sur les sorties A0, A1 et A2. La lecture de ce code par le 68705 sur le PORTC correspondra à aucune action sur le clavier. Les entrées de ce circuit TTL actives à l'état bas sont maintenues au repos à l'état haut par le réseau de résistance RR1. A l'autre extrémité, les boutons poussoir

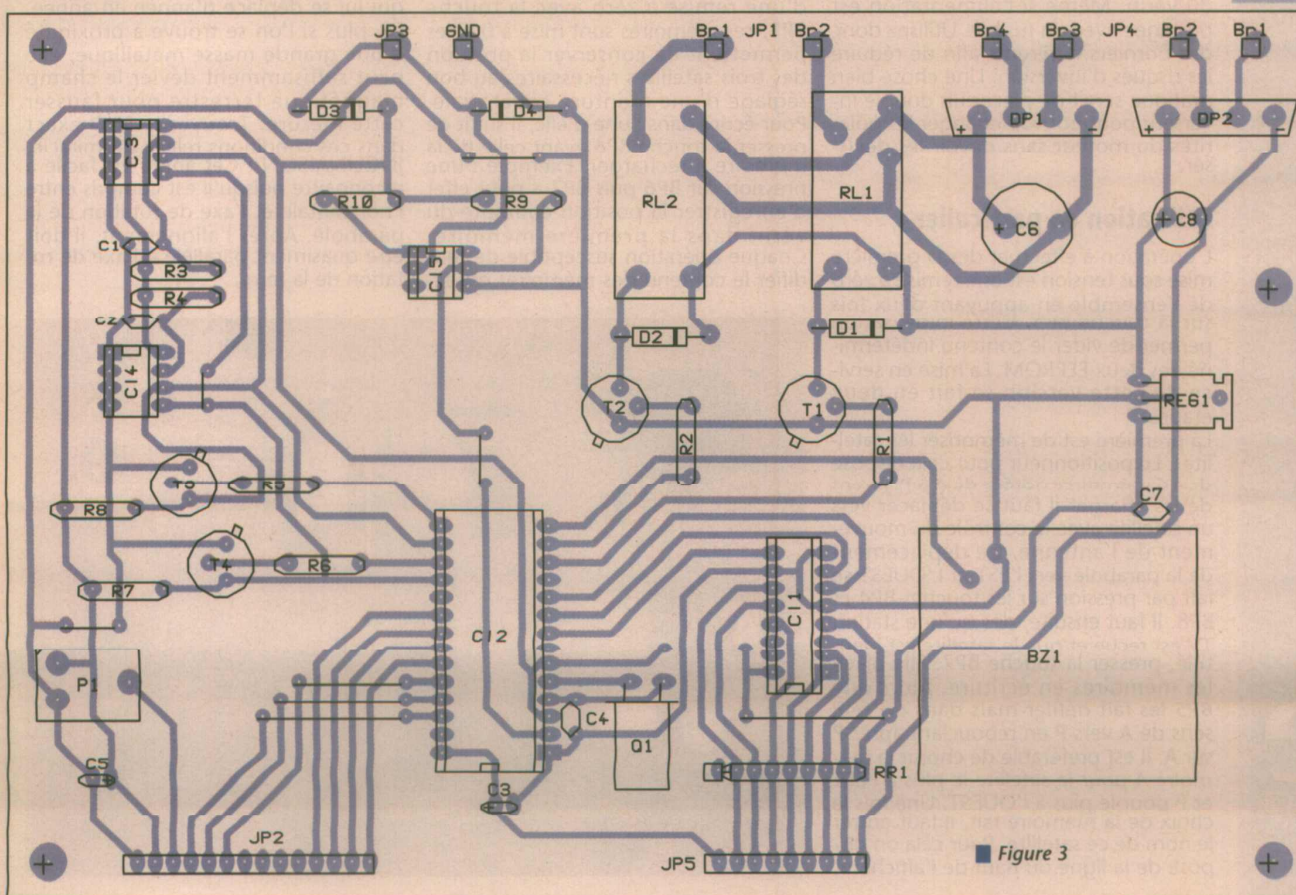


sont raccordés à la masse, si bien que la pression d'une touche fixe l'une des entrées du 74HC138 au niveau bas et de ce fait le PORTC reçoit son code. La huitième touche active simplement le RESET du 68705.

L'interruption INT a été réservée pour servir d'entrée de comptage pour les impulsions issues du verin. L'isolation entre la CPU et le signal provenant de l'ILS est faite avec l'optocoupleur C15. Les diodes D3 et D4 permettent de maintenir la tension d'entrée entre 0 et 5V par mesure de protection, comme pour les circuits intégrés CMOS.

Montage et recommandations

Pour cette réalisation dont le circuit imprimé et l'implantation sont fournis figures 2 et 3, il n'y a aucune mise au point si ce n'est le contraste de l'afficheur avec P11. Sur la version installateur, il est préférable de placer directement un potentiomètre de 10kΩ sur votre boîtier à la place de cet ajustable. Car il n'est pas toujours facile de lire ce type d'afficheur surtout en extérieur. Toujours pour cette version, les deux



■ Figure 3

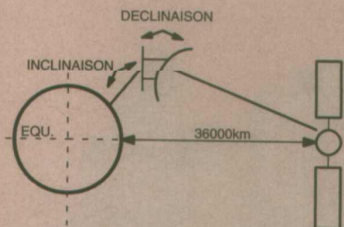


Figure 4 : les angles particuliers.

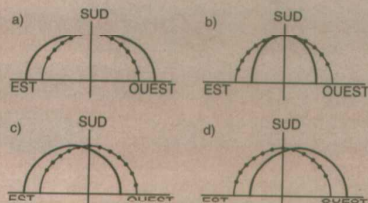


Figure 5 : la procédure.

EEPROM type PCF8582 sont inutiles, ainsi que les éléments qui les accompagnent c'est à dire : T1, T2, R7, R0, R5, R6, R3, R4, C1 et C2. Tous ces composants servent à mémoriser les satellites pour la version utilisateur. Il est recommandé de ne pas se tromper en inversant la paire de câbles moteur avec celle de l'ILS. L'effet est immédiat, un court-circuit. Ça n'est jamais très bon pour les contacts des relais et l'ILS du vérin. Même si l'alimentation est protégée avec un fusible. Utilisez donc des borniers différents afin de réduire les risques d'inversion. Une chose bien pratique serait de placer un double inverseur pour pouvoir changer les polarités du moteur sans devoir les deviser.

Utilisation en particulier

L'opération à effectuer dès la première mise sous tension est une remise à zéro de l'ensemble en appuyant deux fois sur la touche BP4. Cette initialisation permet de vider le contenu indéterminé des deux EEPROM. La mise en service de cette version se fait en deux étapes.

La première est de mémoriser les satellites. Le positionneur pour cela dispose de 16 mémoires notées de A à P. Avant de les charger il faut se déplacer vers un satellite avec le contrôle du mouvement de l'antenne. Ce déplacement de la parabole vers l'EST et l'OUEST se fait par pression sur les touches BP4 et BP8. Il faut ensuite, dès qu'une station TV est reçue et que le satellite est identifié, presser la touche BP7. Elle place les mémoires en écriture. Alors que BP5 les fait défiler mais dans un seul sens de A vers P en rebouclant après P sur A. Il est préférable de choisir la mémoire A pour le satellite le plus à l'EST et P pour le plus à l'OUEST. Une fois le choix de la mémoire fait, il faut entrer le nom de ce satellite. Pour cela on dispose de la ligne du haut de l'afficheur.

Il est rentré caractère par caractère. BP4 et BP8 déplacent le curseur de gauche à droite. Les touches BP2 et BP6 changent le caractère affiché sur la position du curseur.

Une fois le nom écrit, on mémorise l'ensemble par une pression sur BP3. Chaque opération susceptible de modifier le contenu des mémoires est accompagnée d'un BIP sonore. En cas de sortie sans mémorisation, il suffit d'appuyer à nouveau sur la touche BP7. La deuxième étape est l'utilisation proprement dite. Elle consiste simplement à venir positionner l'antenne sur les satellites précédemment enregistrés. Pour cela les touches BP4 et BP8 permettent de choisir l'une des mémoires de A à P. Cela effectué, une pression sur BP3 vient valider le choix et positionne la parabole sur le satellite. L'arrêt en court de mouvement est assuré par BP5 qui redonne le contrôle du positionneur. Les touches BP4 et BP8 conservent leur fonction de réglage fin. Il est ainsi possible d'affiner l'alignement de la parabole vers un satellite. Pour mémoriser cette nouvelle position il n'est pas nécessaire de ressaisir la totalité du nom du satellite. Une action sur les touches BP3 et BP7 remet à jour uniquement la position. BP1 sert à réafficher la position réelle du vérin après une consultation des mémoires sans déplacement.

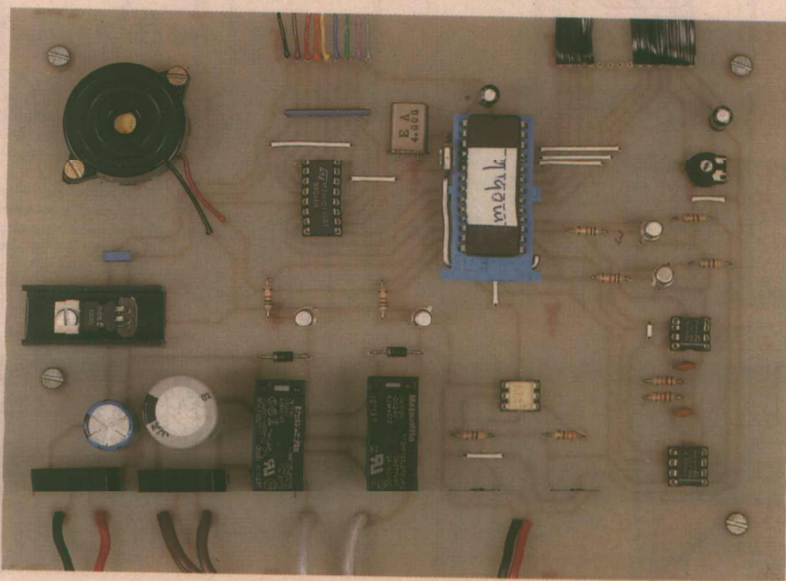
Utilisation en installateur

La version installateur dispose d'un ensemble de trois mémoires accessibles directement par les touches BP7, BP5 et BP3. A la mise sous tension, ou lors d'une remise à zéro avec la touche BP1, ces mémoires sont mise à 0. Elles permettent de conserver la position des trois satellites nécessaires au bon réglage d'une monture équatoriale. Pour écrire dans l'une d'elle, il suffit de presser la touche BP6 avant celle de la mémoire à recharger. Exemple : une pression sur BP6 puis BP7 a pour effet d'enregistrer la position courante du vérin dans la première mémoire. Chaque opération susceptible de modifier le contenu des mémoires est ac-

compagnée aussi d'un BIP sonore. Après un déplacement de l'antenne, une simple action sur BP7 permet de positionner à nouveau la parabole sur l'endroit précédemment mémorisé. En cas d'erreur de choix sur la mémoire, il est possible d'arrêter l'antenne pendant son mouvement en appuyant sur BP2 qui redonne le contrôle pour une nouvelle sélection. Il est possible, toujours à partir de cette même touche, d'afficher le contenu des trois mémoires. Quant aux touches BP4 et BP8, elles commandent directement le vérin soit en extension soit en rétraction. Pour ces deux contrôles, le mouvement s'arrête dès que la touche est relâchée.

Les réglages sur une monture équatoriale

Il existe plusieurs méthodes pour aligner correctement une parabole. Celle proposée a la particularité de pouvoir effectuer l'ensemble des réglages sur la position d'un seul satellite. Mais avant de rentrer dans le vif du sujet, faisons dans un premier temps le tour des angles d'une monture équatoriale. Ils sont au nombre de trois : AZIMUT, INCLINAISON et DECLINAISON. AZIMUT : Cet angle est celui que fait la monture par rapport au SUD. Une antenne motorisée doit toujours être montée plein SUD, c'est à dire un angle égale à zéro. Il est important de préciser qu'avec une boussole on l'obtient d'une façon approximative. Il faut savoir que le NORD géographique ne correspond pas au NORD magnétique qui lui se déplace d'année en année. De plus si l'on se trouve à proximité d'une grande masse métallique, elle peut suffisamment dévier le champ magnétique terrestre pour fausser cette mesure. Trouver le SUD exact dans ces conditions relève du miracle. INCLINAISON : Cet angle est facile à reconnaître puisqu'il est compris entre l'horizontale et l'axe de rotation de la parabole. Après l'alignement, il doit être quasiment parallèle à l'axe de rotation de la terre.



DECLINAISON : Angle qui doit être ajouté à l'inclinaison car l'orbite géostationnaire où se trouve les satellites est au dessus de l'équateur. La déclinaison permet donc de compenser l'écart de latitude, voir **figure 4**.

Le réglage de ces trois angles reste encore délicat surtout avec des instruments type boussole ou encore inclinomètre. On préfère se fier aux signaux émis par les satellites pour l'alignement de la parabole. Il faut alors utiliser un démodulateur de préférence autre que celui du client ou mieux un analyseur de spectre ou un champmètre panoramique. Mais ces équipements ne permettant pas de commander le vérin. La version installateur de ce positionneur d'une part actionne le vérin et d'autre part renseigne sur sa position exacte à l'aide d'une graduation.

Méthode d'alignement

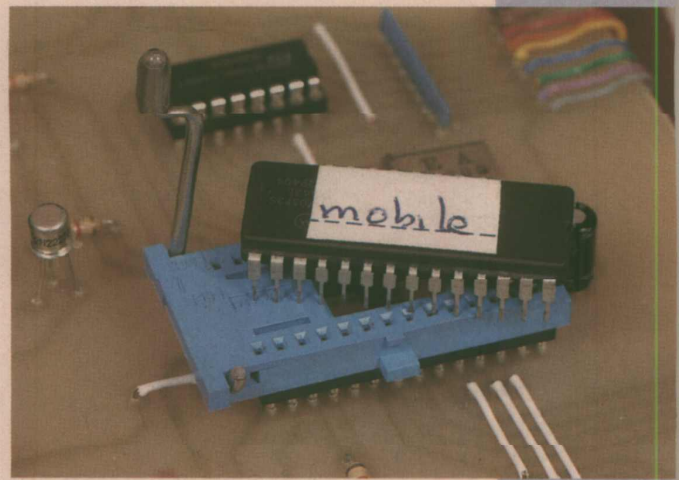
Le réglage de votre parabole commence en fait dès la fixation du mât. Il est important pour le bon déroulement des étapes suivantes qu'il soit bien fixé à la verticale. Après le montage complet de l'antenne, actionner le vérin de façon à avoir approximativement dans un même plan les angles d'inclinaison et de déclinaison. Il faut chercher le signal du satellite le plus haut dans le ciel, d'élévation la plus importante. Pour cela n'hésitez pas à vous aligner dans un premier temps sur un autre satellite plus facile à capter tel qu'ASTRA 19°O et revenir progressivement vers ce satellite. Il sera différent suivant la longitude de votre lieu d'habitation (Bretagne : Intelsat 512 1°O, Bassin Parisien : Télécom 1C 3°E, Alsace : Télé X 5°E). Ce premier satellite va servir de repère. La méthode va consister à retourner sur sa position avant chaque réglage, puis à corriger le défaut d'alignement en agissant sur l'angle concerné et ensuite jouer sur les autres afin de recevoir à nouveau une bonne image ou un bon rapport C/N pour les heureux possesseurs d'un analyseur de spectre. Donc une fois ce premier satellite reçu on se trouve dans l'un des cas représentés par les **figures 5a, b, c et d**. La première étape est de chercher à recevoir un maximum de satellites en agissant uniquement sur le réglage des angles d'inclinaison et de déclinaison. Pour cela il faut déplacer votre antenne à l'OUEST progressivement jusqu'au dernier satellite recevable et renouveler la manoeuvre du côté EST. Après le retour sur le plus haut satellite, il faut déréglé un des deux angles tout en sachant que ce qu'on enlève à l'un doit être ajouté à l'autre. Si par exemple on augmente l'inclinaison il faudra diminuer la déclinaison afin de conserver une image. Il faut à nouveau déplacer l'antenne vers l'OUEST et l'EST à la recherche des satellites recevables les plus éloignés du premier afin d'en tirer des conclusions. Si on reçoit moins de satellites qu'au premier balayage, il faut inverser le sens des réglages. C'est à dire augmenter l'angle précédemment diminué et inverse-

ment pour l'autre. Si par contre le nombre de satellites reçu a augmenté il faut persister dans ce sens afin d'en capter un maximum.

Une fois l'opération terminée, si vous ne recevez pas l'ensemble des satellites, c'est qu'il y a une erreur sur l'angle d'azimut. Toujours à partir du satellite le plus haut, il faut déplacer très légèrement votre parabole vers l'EST ou l'OUEST à l'aide du vérin juste après la perte d'image. Puis desserrer la monture de son mât pour la déplacer cette fois-ci manuellement dans la direction inverse afin de recevoir à nouveau une image. N'oubliez pas de resserrer avant d'observer le résultat de ce dernier réglage. Si la situation s'est dégradée, il faut renouveler l'opération dans le sens inverse. En cas d'une grande erreur sur l'angle d'azimut, il vous faudra encore affiner le réglage des angles d'inclinaison et de déclinaison.

Le BUS I2C sur le 68705P33

Ce bus ayant déjà été abondamment décrit dans ERP, nous n'allons pas vous faire l'offense de le présenter à nouveau. L'objet de ce paragraphe est plutôt de vous offrir la possibilité de connecter sur vos montages utilisant le 68705P33, des composants fonctionnant en I2C. Avant d'aborder les routines en assembleur (**figure 6 page suivante**), voyons l'aspect électronique. C'est à partir du PORTB que la communication en I2C est faite. Les bits 3 et 4 génèrent le signal SCL et pour SDA, 5 et 6, soit 2 bits par ligne. Les deux transistors 2N2222 réalisent le ET logique câblé nécessaire au bon fonctionnement du bus. Ils sont commandés par les bits 3 et 5 qui doivent être configurés en sortie. Alors que les bits 4 et 6 eux ont pour rôle de lire l'état des lignes SDA et SCL. Il faut donc les configurer en entrée. Ainsi connecté, le 68705 doit rester le seul maître sur le bus car il lui est impossible de détecter un début de communication. Les sous-routines sont au nombre de cinq. DEBI2C et FINI2C réalisent les conditions de start et de stop du bus I2C. Elles doivent nécessairement encadrer chaque tranche. La condition de début à en plus la particularité de pouvoir être aussi utilisée à l'intérieur d'une trame. Le rôle des premières lignes est donc de replacer au niveau logique haut SDA et SCL si besoin est avant d'effectuer la condition de début. Les sous routines SENDI2C et RECI2C ont pour fonction l'émission et la réception d'un octet au travers de la variable I2CD. L'acquiescement utile en fin de réception d'un octet est indépendant de RECI2C. La raison de cette séparation est que certaines trames se terminent après la réception d'un octet par une condition de fin au lieu d'un acquiescement. Enfin l'ensemble de ces sous-routines, exceptée FINI2C,



se terminent en laissant les lignes SDA et SCL au zéro logique. Le bus se trouve ainsi en attente. Il est donc possible d'exécuter quelques instructions entre chaque appel avec JSR

J.M. BALSSA

NOMENCLATURE

Résistances :

- PT1 ajustables : 10kΩ
- R1,R2,R5,R6 : 10kΩ
- R3,R4 : 22kΩ
- R7,R8,R9 : 4,7 kΩ
- R10 : 330Ω
- RR1 : 7x10kΩ ou 8x10kΩ

Condensateurs :

- C1,C2 : 22nF céramique
- C3 : 1μF/100V rad chimique
- C4 : 47pF céramique
- C5 : 10μF/63V rad chimique
- C6 : 1000μF/63V rad chimique
- C7 : 100nF polyester
- C8 : 470μF/25V rad chimique

Semi-conducteurs :

- C11 : 74HC148
- C12 : 68705P33
- C13,C14 : PCF8582
- C15 : 4N25
- D1 à D4 : 1N4148
- REG1 : L7805CV
- T1, T2, T3, T4 : 2N2222A

Divers :

- Q1 : 4MHz
- Transformateur : 2x12V/16VA
- Transformateur : 2x24V/75VA
- Radiateur : ML26
- Rclais 1, rclais 2 : 1RT/24V
- JW1 FSN DC24 V Matsushita ou équivalent
- DP1,DP2 : RS401/L ou RS406/L
- Afficheur 2x16CAR LCD uniquement pour la version particulier de RP1 à RPR : bouton poussoir
- BZ1 : Buzzer

*SPRG DEBUT DE COM EN I2C
 *NO ORIGINE in SDA=X SCL=X out SDA=0 SCL=0

DEBI2C	BRSET 4,PORTB,FIRST DRSET 6,PORTB,FIRST2 BCLR 5,PORTB	SCL=1? SDA=1?
FIRST2	BCLR 3,PORTB BRA FIRST1	SDA=1 SCL=1
FIRST	BRSET 6,PORTB,FIRST1 BSET 3,PORTB BCLR 5,PORTB BCLR 3,PORTB	SDA=1? SCL=0 SDA=1 SCL=1
FIRST1	BSET 5,PORTB BSET 3,PORTB RTS	SDA=0 SCL=0

*SPRG ECRITURE SUR BUS I2C
 *NO ORIGINE in SDA=0 SCL=0 out SDA=0 SCL=0

SENDI2C	LDA #308	
LOCK2	BSET 3,PORTB BSET 5,PORTB LSL I2CD BCC LOCK5	SCL=0 SDA=0
LOCK4	BCLR 5,PORTB BRCLR 6,PORTB,LOCK4 BCLR 3,PORTB	SDA=1 SDA=0? SCL=1
LOCK5	BRCLR 4,PORTB,LOCK5 DECA BNE LOCK2	SCL=0?
LOCK3	BSET 3,PORTB BCLR 5,PORTB	SCL=0 SDA=1
LOCK6	BCLR 3,PORTB BRCLR 4,PORTB,LOCK6 BRSET 6,PORTB,LOCK3 BSET 3,PORTB BSET 5,PORTB RTS	SCL=1 SDA=1? SCL=0 SDA=0

*LECTURE SUR BUS I2C
 *NO ORIGINE in SDA=0 SCL=0 out SDA=1 SCL=0

RECI2C	LDA #308 CLR I2CD CLC	
LOCK9	BCLR 5,PORTB BCLR 3,PORTB BRCLR 4,PORTB,LOCK9 BRCLR 6,PORTB,LOCK7 SEC	SDA=1 SCL=1 SCL=0? SDA=0?
LOCK7	KUL I2CD BSET 3,PORTB CLC DECA BNE LOCK9	SCL=0
LOCK10	RTS	

*BUS I2C ACK
 *NO ORIGINE in SDA=1 SCL=0 out SDA=0 SCL=0

ACKI2C	BSET 5,PORTB	SDA=0
COUP1	BCLR 3,PORTB BRCLR 4,PORTB,COUP1 BSET 3,PORTB RTS	SCL=1 SCL=0? SCL=0

*FIN DE COM SUR BUS I2C
 *NO ORIGINE in SDA=X SCL=0 out SDA=1 SCL=1

FINI2C	BRCLR 6,PORTB,DIRECT BSET 5,PORTB	SDA=0? SDA=0
DIRECT	BCLR 3,PORTB BRCLR 4,PORTB,DIRECT	SCL=1 SCL=0?
DERNIER	BCLR 5,PORTB BRCLR 6,PORTB,DERNIER RTS	SDA=1 SDA=0?

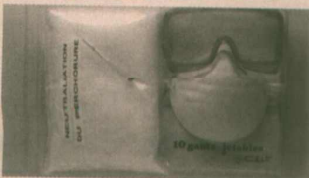
Figure 6 : I2C. ASM : routines I2C pour le 68705 P3S.

L'incontournable DAO CIAO® VERSION 2

Plus de 100000 utilisateurs

- Version monoposte **903F** TTC
 - Version multiposte (10) **2709F** TTC
 - Module de perçage **397F** TTC (perceuse numérique)
 - Version établissement **2490F** TTC
- Tracé du plan d'implantation, du typon simple et double face, duplication de circuit, dossier de fabrication ...
 Sortie sur imprimantes, laser, traceurs

ET QUI C'EST LE N°1 Kit de neutralisation du perchlore de fer



- 500 grammes de neutralisant
- 10 gants jetables • 3 filtres tissés
- 1 pH mètre en verre • 1 paire de lunettes
- 1 masque • 1 notice. Utilisable pour 40 litres de perchlore usagé environ

Prix TTC **172F**

NOUVEAU

EXCLUSIVITÉ :
 STOP AUX CANALISATIONS
 PERCÉES ET À LA POLLUTION

Prix départ magasin chez tous les distributeurs CIF tarif au 01/04/94

FINDER MDS

17 livres ou 3 disquettes ?



BASE DE DONNEES

24 000 composants 40 000 fiches techniques - Recherche par noms, par fonctions ou par équivalences.

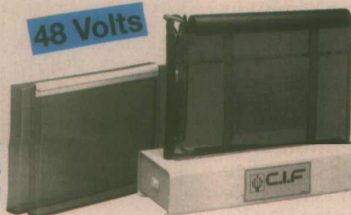
1610FHT / monoposte
4830FHT / 10 postes

Version Education Nationale, monoposte **1127FHT**

GRAVEUSE VERTICALE LA SEULE, en basse tension

Normes de sécurité NF C15-100. Format utile 200x300mm. Pince pour plusieurs petits circuits. Pompe et alimentation intégrée basse tension.

48 Volts



LA SECURITE !

et toujours le Labo Hobby...

Machine à graver

- Format utile 120 x 200 mm
- Avec thermostat Chauffage réglable avec voyant

COMPAREZ !

Chassis à insoler U.V. (kit)

- Format utile 200 x 300 mm - Avec prise de terre - Norme NFC 15-100
- Avec inter - Starters démontables...

Premier cadeau :

- 1 logiciel PAD'S - tourne sur PC - Saisie de schéma, placement, routage 100 % automatique - **Deuxième Cadeau :** 1 kit de neutralisation pour perchlore voir descriptif ci-contre

Prix catalogue **1616TTC**

Promo **840TTC**

ATTENTION CES PETITES MACHINES NE SONT PAS AUX NORMES EDUCATION NATIONALE.

Machine à graver en continu, modulaire



- Gravure (temps de gravure 2 minutes), rinçage développement en continu
- Format 250 mm - Vitesse réglable.

RENCONTREZ UN FABRICANT :
 6000 références 150 types de machines

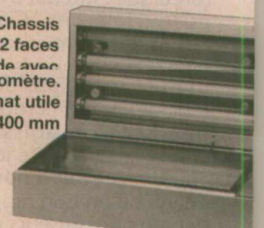
CATALOGUE E6 contre 11,20 en timbres

*tarifs i.t.c. pratiques (au 01/02/94) chez les distributeurs CIF

LABO 2 FACES A VIDE PROFESSIONNEL

Chassis 2 faces à vide avec vacuomètre.

Format utile 235 x 400 mm



LIVRÉ AVEC :

- 1 jerry de perchlore suractivé pour 2 pleins • 2 détachants pour perchlore
- 10 gants jetables • 1 bac de développement • 2 révélateurs positifs • 1 stylo de retouche • 10 peel film • 1/2 litre d'étain chimique • 5 époxy présents
- 2 E 100 x 100 - 5 éponges présensibilisées 1 F 100 x 160.



Prix catalogue **8057TTC**

Promo **5970TTC**
5034HT

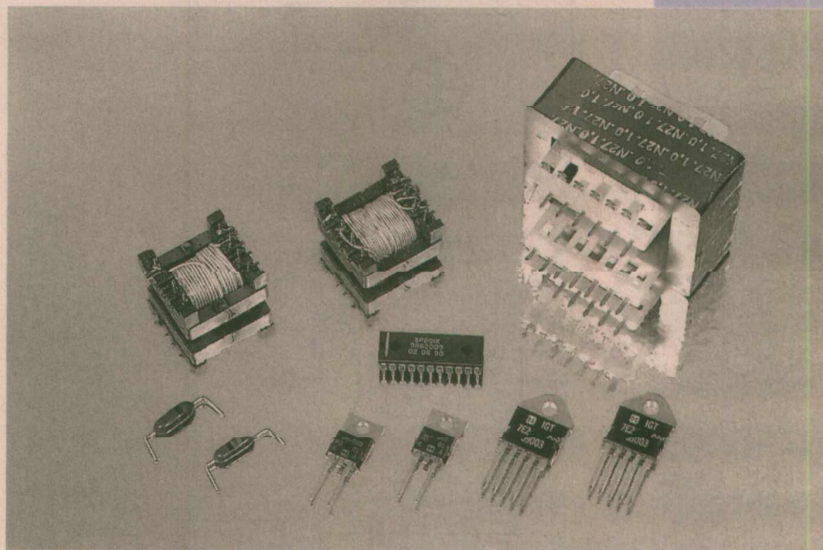
C.I.F.
 CIRCUIT IMPRIMÉ FRANÇAIS

11 rue Charles Michels 92220 BAGNEUX
 Tél. : (1) 45 47 48 00 Fax : (1) 45 47 16 11

CONVERTISSEURS D'ÉNERGIE À DÉCOUPAGE

L'évolution des composants aidant, on trouve depuis quelques années déjà de plus en plus d'applications utilisant la conversion d'énergie «haute fréquence» pour alimenter nombre d'appareils électriques et électroniques divers. Pour ne citer qu'eux, micro-ordinateurs, téléviseurs, moniteurs, tubes fluorescents

et lampes halogènes ont vu leurs performances, poids et encombrements notablement améliorés par le remplacement du «bon vieux transfo» en une carte électronique compacte, légère, et dans certains cas bien plus économique.



Réservé jusqu'alors à des applications industrielles ou de laboratoire, nous tâcherons dans la série d'articles à paraître, de décrire cette technique particulière, tant de manière didactique à travers quelques réalisations pratiques à la portée de tous, que plus en profondeur pour ceux de nos lecteurs que l'aspect théorique intéresse plus.

L'ÉNERGIE EN QUESTION...

Quelle que soit l'application envisagée, pour fonctionner, un montage électronique requiert une source d'énergie dont les valeurs devront correspondre au plus près de celles prévues lors de sa conception.

Dans la majorité des cas, on se contente de quantifier les besoins en tension et intensité, ce qui est suffisant de manière générale.

Contrairement à une alimentation classique par transformateur B.F dont l'inertie thermique est grande et le comportement face aux phénomènes impulsionnels, très élastique (ce qui confère aux transformateurs BF une bonne immunité générale), les conver-

tisseurs reposent eux sur l'emploi de semi-conducteurs, tous les paramètres des conditions d'utilisations doivent être connus et étudiés dans le détail, gage de fiabilité et longévité.

En matière de conversion d'énergie HF, certains paramètres bien spécifiques interviennent pour le dimensionnement de l'alimentation ainsi que sur le choix de la technique à employer :

- Puissance nominale
- Puissance impulsionnelle
- Type et valeurs des tensions entrée / sortie.
- Protection de la source, de la charge, du convertisseur
- Rayonnement et susceptibilité aux EMI (Electro-Magnetic Interferences)

Panorama des convertisseurs

On peut classer les convertisseurs statiques (par opposition aux dynamiques, issus des convertisseurs mécaniques tournants) en quatre grandes familles.

Convertisseurs Alternatif-Continu (AC/CC), Continu-Continu (CC/CC), Continu-Alternatif (CC/AC), Alternatif-Alternatif (AC/AC).

Chaque famille regroupe trois fonctions : abaisseur, isolateur, éleveur de tension. Plusieurs techniques se sont développées au fil du temps pour obtenir ces fonctions. On citera principalement, par ordre croissant de puissance, les configurations de type Flyback (figure 1a), Forward (figure 1b), Push-pull symétrique (figure 1c), Demi-pont et Pont (figure 1d & e), ainsi qu'en marge les circuits multiplicateurs de tension (figure 1f & g).

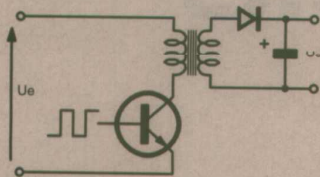
Nous reviendrons dans le détail sur chacune de ces techniques au cours de notre étude.

Convertisseurs et composants inductifs

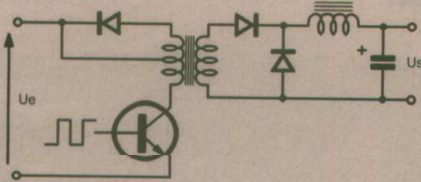
Dans le cas d'une alimentation inductif classique, le seul composant inductif dont on ait besoin est en fait... un transformateur !

Disposant au départ de la tension primaire de service (220/240 V) ainsi que de la fréquence de fonctionnement (50 Hz), les fabricants de transformateurs peuvent ainsi proposer un choix très vaste de composants, dans diverses tensions, intensités, nombres de secondaires différents.

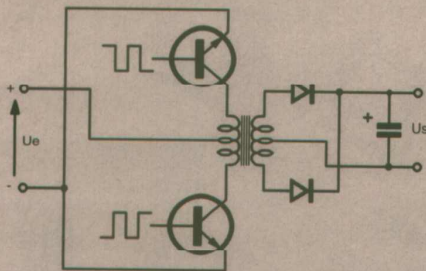
1A: Flyback



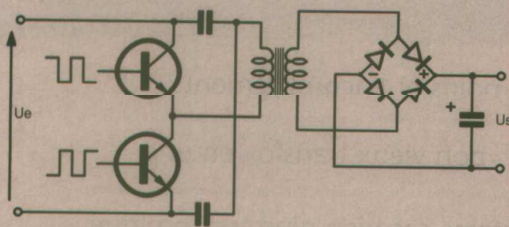
1B: Forward



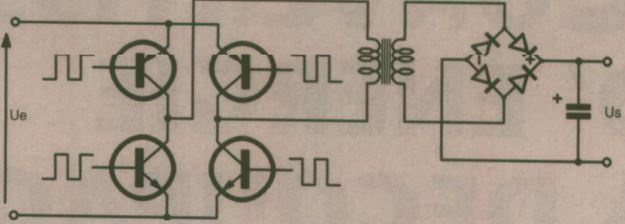
1C: Push-Pull symétrique



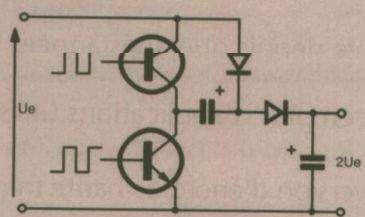
1D: Push-Pull Demi-pont



1E: Push-Pull Pont



1F: Doubleur



1G: Symétriseur

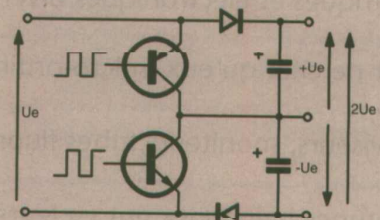


Figure 1 : les différentes configurations de convertisseurs à découpage.

Compte tenu de ces paramètres, le concepteur sait bien que plus son application sera énergivore, plus le poids, la taille et le coût de son alimentation seront importants, pour atteindre parfois des sommets comme c'est le cas pour les amplificateurs de puissance par exemple.

Lorsque l'on parle de convertisseurs ou d'alimentations à découpage, on pense immédiatement aux transformateurs ou self-inductions nécessaires, ainsi qu'aux difficultés d'approvisionnement ou de réalisation si ceux-ci n'existent pas tout prêts dans le commerce.

Il est vrai que cela n'est en rien comparable à la facilité de mise en oeuvre d'un transformateur B.F., mais avec quelque peu de soin, de patience et de savoir bien assimilé, la conversion «HF» offre de réels avantages et des performances à la juste hauteur des efforts consentis.

De manière générale, tout au long de notre étude nous utiliserons les mêmes composants permettant de réaliser selfs et transfos, qui ne tarderont pas d'ailleurs à vous devenir aussi familiers que les composants électroniques les plus courants.

Un peu de théorie

Tensions et surtensions

Le schéma de la figure 2a nous permet d'étudier le comportement d'une self-induction (que nous imaginerons parfaite).

Lorsque l'interrupteur K est fermé, un courant s'établit dans la self, et ce suivant une loi linéaire :

$$I = U \times t / L$$

où I représente l'intensité traversante en Ampère, U la tension aux bornes en volts, t le temps pendant lequel l'interrupteur est fermé en secondes, L la valeur de la self en Henry.

Le fait qu'un courant circule dans notre self lui a permis «d'emmagasiner» une certaine quantité d'énergie que l'on peut exprimer sous la forme : $W = 1 / 2 L I^2$

En fait, lorsque la saturation de la self est atteinte (ce qui dépend directement de sa valeur), l'énergie excédentaire se dépense alors sous forme de pertes par effet joule dans le bobinage et provoque l'échauffement puis la combustion du composant.

Pour éviter ceci, il est grand temps d'ouvrir l'interrupteur pour constater que l'énergie emmagasinée dans la self se trouve libérée en une tension (le courant est nul puisque K est ouvert) de polarité inverse à celle de départ, et dont la valeur dépend de la rapidité d'ouverture de l'interrupteur K.

Si dans notre exemple la valeur de la self est de 1 H et le courant circulant avant ouverture de K de 1 A, en admettant un temps d'ouverture de K de 5 μs, la surtension atteindrait alors une valeur de 1 H x 1 A / 5.10⁻⁶ soit 200 000 volts !

Dans la réalité, la croissance de la tension aux bornes de K serait suffisante pour «claquer» le diélectrique de l'interrupteur bien avant quelle n'atteigne cette valeur en créant l'étincelle bien caractéristique que l'on retrouve aux bornes des contacts d'un relais commutant une charge selfique.

Grâce à cet exemple, on se rend bien compte qu'il est relativement facile de créer des tensions élevées, mais qu'en plus elles dépendent directement de la vitesse d'interruption du courant dans la self, ce que l'électronique sait très bien faire moyennant l'emploi d'un

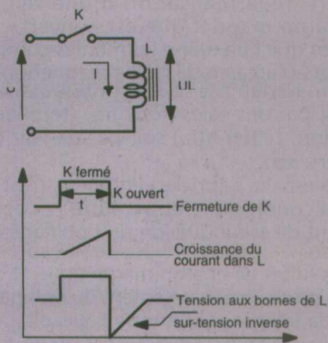


Figure 2a

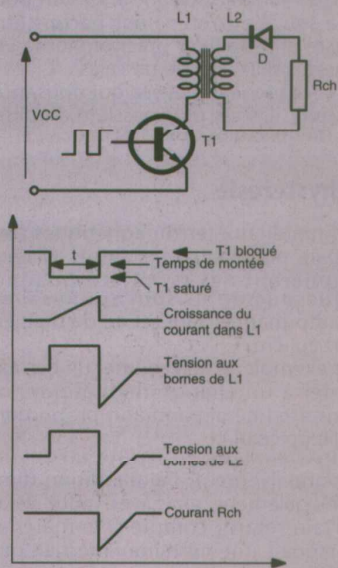


Figure 2b

élément de commutation bien connu, le transistor.

De la surtension au transfert d'énergie

La figure 2b reprend notre montage, dans lequel l'interrupteur K est remplacé par un transistor.

De plus, un second enroulement L2 est couplé magnétiquement à L1, ce dernier étant «chargé» par une résistance Rch à travers la diode D.

Lorsque T1 est saturé, un courant linéaire s'établit dans L1 tendant à la saturation du noyau, L2 couplé par l'intermédiaire de ce même noyau, voit apparaître à ces bornes une tension U2, aucun courant ne pouvant s'établir dans L2 grâce à la présence de la diode D.

Cette phase de «capture» de l'énergie ne pourrait se prolonger indéfiniment, la saturation de L1 intervenant au bout d'un certain temps, ce stade ne devant jamais être atteint dans la pratique.

Au blocage de T1, (on se souviendra que la croissance de tension aux bornes de L1 est de polarité inverse) la diode D étant cette fois passante, un

courant s'établit dans L2, D, Rch, grâce au couplage magnétique des enroulements, ayant pour conséquence le transfert de l'énergie de L1 vers L2.

Il est évident que plus la rupture du courant dans L1 est effectuée rapidement, plus la surtension est élevée, plus le courant transféré dans L2 est important, l'énergie transférée lors de cette opération étant équivalente à celle capturée durant la conduction de T1.

On notera qu'en l'absence de charge ou si celle-ci est trop faible, le transfert ne se réalisant plus, en lieu et place d'un courant dans L2 qui ne pourrait se «dépenser», une tension importante prendrait naissance aux bornes de L1 comme nous l'avons vu précédemment, tension si élevée qu'elle serait susceptible en l'absence de protections spécifiques de détruire ou d'endommager l'ensemble des composants environnants.

Temps et délais...

Toujours sur notre exemple de la figure 2b et pour simplifier, nous admettrons qu'en saturation la tension aux bornes de T1 est nulle, et qu'une fois celui-ci bloqué cette dernière est égale à Vcc.

Nous avons vu que lorsque T1 est saturé, le courant croît dans L1 jusqu'à saturation, ce qui ne doit jamais arriver. Connaissant la valeur de L1, on peut déterminer le temps maximal de conduction de T1 sur un cycle, et partant la fréquence de fonctionnement de l'ensemble.

On notera que cette fréquence pourra dans certains cas être plus élevée (L1 s'éloignant alors de son point de saturation au détriment du rendement) mais jamais inférieure. L1 étant saturée à chaque cycle, le courant croît exponentiellement d'où échauffement puis claquage de T1.

Lors du changement d'état de T1, le passage de l'état saturé à l'état bloqué n'est jamais instantané.

A la désaturation, la tension aux bornes de T1 va croître et passer de zéro à Vcc, cette opération prend un certain temps, c'est le temps de montée. (Rise Time de l'autre côté de la manche).

On pourra donc exprimer la croissance de la tension Vce de T1 en fonction du temps, cette grandeur étant en fait la différence (delta) ΔV exprimée en volts sur la différence de temps (delta) Δt exprimée en secondes, le même principe étant appliqué pour le courant.

Ces deux notions notées $\Delta V/\Delta t$ et $\Delta I/\Delta t$ sont très importantes à plusieurs titres.

Elles conditionnent en grande partie le résultat et les performances d'une part et interviennent de manière prépondérante dans la sélection des composants à utiliser de manière à conserver leur «zone de sécurité de fonctionnement» (SOA, Safe Operating Area).

Nous reviendrons plus en profondeur sur ces notions, notamment lors de l'étude des diodes et transistors utilisés pour nos applications.

Quelle fréquence ?

Quel que soit le principe de fonctionnement retenu et la technique employée, la question du choix de la fréquence se pose toujours.

En fait, plusieurs paramètres sont à prendre en compte pour se déterminer, et par ordre d'importance on retiendra :

a) La puissance à transférer.

Plus la puissance à transférer est importante, plus les courants mis en jeux augmentent.

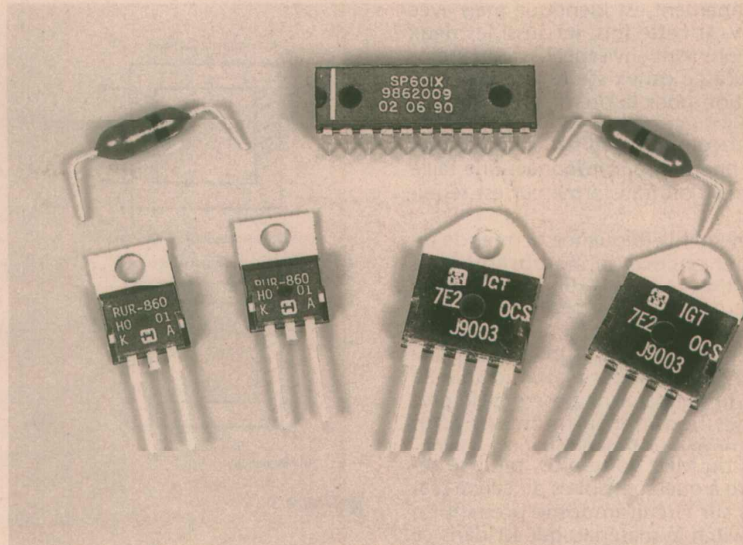
Or, nous avons vu précédemment qu'à la commutation du transistor de commande, les $\Delta I/\Delta t$ que celui-ci doit supporter conditionnent son bon fonctionnement.

La solution peut consister soit à employer un transistor de meilleures caractéristiques (lire plus cher) au fur et à mesure que l'on veut augmenter la puissance, ce qui revient à augmenter le ΔI acceptable par le composant, soit à augmenter Δt pour ralentir le composant et garantir sa SOA, ce qui revient à baisser la fréquence de fonctionnement.

b) La tension de départ.

Plus la tension de départ s'élève, plus celle que devra supporter le transistor de commande sera élevée aussi.

Comme au paragraphe précédent, le



raisonnement est identique mais avec les $\Delta V/\Delta t$ cette fois. Ici aussi les deux solutions sont envisageables, du moins jusqu'à ce qu'existe le transistor en question pour la première option, ce qui n'est pas toujours le cas.

c) L'encombrement total admissible. Pour une puissance donnée, une taille minimale du transformateur est requise.

Augmenter la fréquence permet de diminuer encore l'encombrement, à condition toutefois de rester dans le cadre des deux précédentes conditions.

Cependant, (surtout pour des puissances de quelques watts) lorsque la SOA du transistor ne pose pas de problème, le dimensionnement d'un transformateur fonctionnant aux alentours du MHz voire plus, peut se résoudre à quelques spires de cuivre réalisées sur circuit imprimé prenant en sandwich le matériau qui est dans ce cas de la ferrite.

Ce genre de réalisation, très intéressante au demeurant, fera l'objet d'une description à titre expérimental prochainement.

d) La disponibilité des composants.

On s'aperçoit rapidement lorsqu'on pratique la conversion HF, qu'on utilise fréquemment le même type de composants électroniques et éléments constitutifs des transfo et selfs, et que même s'ils sont un peu surdimensionnés pour l'application envisagée, ils n'en restent pas moins familiers et disponibles, ce qui leur donnent un attrait tout particulier.

A notre stade, il serait ridicule, sauf cas particulier, d'investir dans un assortiment complet de carcasses, ferrites, fils et autres accessoires pour gagner quelques mm³ d'une application à l'autre.

e) Le coût et la complexité de réalisation.

En dehors d'une chasse éperdue au kilowatt par centimètre cube et milliers de kilohertz coûtant des dizaines de kilofrancs, on peut dans le cadre de performances tout à fait remarquables, réaliser assez simplement des alimentations et convertisseurs à découpage situés dans un prix de revient courant, et parfois plus économiques que leur équivalent «BF».

En résumé, on adaptera plutôt la fréquence de fonctionnement suivant les paramètres qui nous intéressent et la disponibilité des composants, que le contraire.

Dans tous les cas, celle-ci devrait varier entre 100 et 500 kHz en fonction des applications réalisées et au delà pour les expérimentations que nous tâcherons d'effectuer.

Selfs et transfo en question

Pour les applications que nous envisageons, la réalisation des selfs et transfo ne devrait poser a priori aucun problème, celles-ci faisant toujours l'objet d'une description détaillée.

Chacun de nous a pu observer sur un transformateur BF la façon dont étaient constitués tant la partie induct-

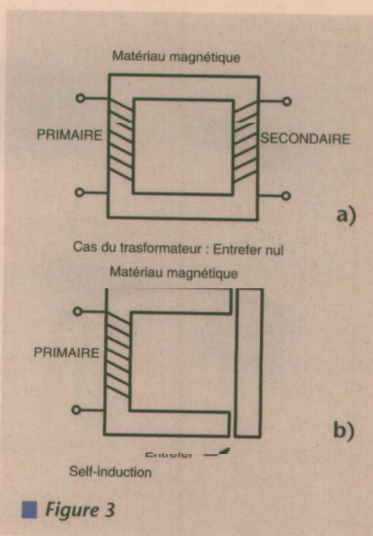


Figure 3

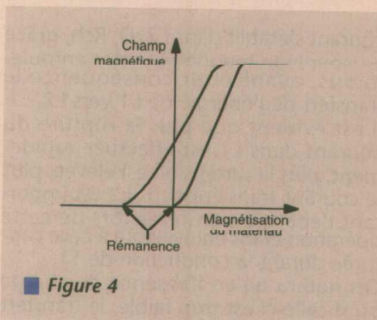


Figure 4

ductive (le fer) que les bobinages associés. Au départ, le constructeur dispose de carcasses plastiques (la bakélite ayant disparu depuis quelques années déjà) et réalise deux bobinages (ou plus suivant les besoins) généralement avec du fil de cuivre émaillé dont la section dépend directement de l'intensité nominale dans les enroulements.

Une fois l'opération de bobinage achevée, le matériau magnétique est «empilé» tête-bêche de part et d'autre de la carcasse jusqu'à son remplissage total.

On notera ce détail important : dans un transformateur, le champ magnétique est «fermé». C'est à dire que le matériau forme un ensemble compact

autour des bobinages (figure 3a). Lors de la réalisation d'une self, le champ magnétique est «ouvert», et bien que l'on utilise les mêmes composants (carcasse, fil, tôles magnétiques) le matériau est séparé physiquement soit par des cales isolantes, (terphane, nylon, téflon etc.) soit par de l'air (figure 3b).

Cet espace s'appelle «entrefer», c'est lui qui conditionne entre autre le coefficient de self-induction du bobinage. La présence même de cet entrefer autorise des fuites de champ magnétique et occasionne un échauffement du bobinage de la self par courants de Foucault.

Pour un transfert de puissance identique, l'échauffement d'une self sera plus important que celui d'un transformateur.

Nul pour un transformateur (circuit fermé) variable suivant le besoin pour une self, l'entrefer peut parfois être ajusté afin de fixer précisément la valeur des selfs à l'aide de cales.

Aux fréquences élevées qui nous intéressent, il n'est plus possible d'utiliser les mêmes tôles qu'à 50 Hz.

L'hystérésie

Les matériaux ferromagnétiques (fer, cobalt, nickel et divers autres alliages) acquièrent des propriétés magnétiques lorsqu'ils sont soumis à un champ magnétisant, et ce de manière particulière.

Par exemple, si l'on soumet un barreau de fer à un champ magnétique, on constate une aimantation proportionnelle de celui-ci.

Si l'on diminue l'intensité du champ progressivement, l'aimantation diminue également, mais avec toutefois un certain retard, comme si le matériau possédait une certaine «inertie» magnétique.

Lorsque le champ magnétisant a disparu, on remarque qu'une aimantation persiste, et si l'on souhaite l'annuler totalement, il faut soumettre le matériau à un champ magnétisant contraire.

Ce phénomène s'appelle la rémanence magnétique, le champ magnétisant contraire, champ coercitif (figure 4). On comprend maintenant que, la fré-

Matériaux	Symbole	Unité	N47	N49	N27	N67	N87	N41
			Perméabilité initiale	μ	1400	1400	2000	2300
Densité du flux pour H = 3000 A/m	B	mT	430	430	510	510	510	510
Coercitivité	Hc	A/m	35	35	20	18	18	20
Fréquence optimale	F min	MHz	0,2	0,3	-	-	-	-
	F max	MHz	1,0	1,0	0,15	0,3	0,5	0,15
Constante hystérésis	nB	$\frac{10^{-6}}{\text{mT}}$	<0,8	<0,8	<1,5	<1,4	<1,4	<1,4
Densité		kg/m ³	4700	4700	4600	4600	4800	4800

Figure 5

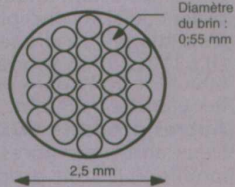


Figure 6 : circonférence utile pour un conducteur de 2,5mm de diamètre : 7,85mm
circonférence utile pour un câble de 14 x 0,55mm : 24,17mm
Le gain est pratiquement de 310% !

quence augmentant, le matériau employé devra posséder l'inertie magnétique la plus faible possible, sous peine de voir le rendement global baisser au fur et mesure que la fréquence croît. Au fil du temps de nombreux matériaux ont été développés afin de résoudre ces problèmes d'hystérésis magnétique, notamment une céramique composée d'oxydes ferriques, la ferrite. A titre d'exemple nous reproduisons figure 5 les caractéristiques de quelques matériaux à base de ferrite. Ce sont eux que nous utiliserons tout au long de notre étude.

Définitions :

Perméabilité initiale :

symbole μ (μ) ; elle indique la faculté pour le matériau de se magnétiser sous l'action d'un champ. Cette valeur initiale est précisée à la fabrication car un champ trop intense peut entraîner une remanence magnétique irréversible.

La référence est l'air : μ_0 de l'air = 1

Densité du flux :

C'est le champ d'induction obtenu dans une bobine parcourue par un courant et concentré dans le matériau. Symbole : B , unité le Tesla.

Sa grandeur est calculée par la formule :

$$B = \frac{4\pi NI \mu_r \mu_0}{10^7 L}$$

Où

N = nombre de spires

I = intensité du courant en ampères

μ_r = perméabilité magnétique relative

NI = nombre d'ampère-tours par mètre.

Coercivité :

Quantité d'énergie inverse à fournir au champ magnétique de façon à annuler toute remanence magnétique du matériau. Elle est propre au matériau et est donnée par le fabricant.

Fréquence optimale :

C'est la fréquence à laquelle les caractéristiques du matériau sont garanties.

Constante d'hystérésis :

C'est le magnétisme propre du matériau en l'absence de toute influence et en dehors de toute remanence.

Densité :

masse en kg par m³

Du fil dont on fait des bobinages

Pour en conclure aujourd'hui avec les composants inductifs, il est utile d'aborder le problème du bobinage,

fil employés et manière de s'en servir ! Lorsque la fréquence augmente, certains phénomènes marginaux en BF prennent une importance considérable.

Concernant le fil de bobinage, il en est un prépondérant portant le nom d'effet de peau.

En effet, en continu et aux très basses fréquences, le courant électrique se propage dans l'ensemble du conducteur, les électrons trouvant alors la totalité des «trous» qui leur sont nécessaires. L'intensité maximale admissible par le câble est alors facilement calculée à partir de la loi d'ohm.

Lorsque la fréquence du courant traversant augmente, le conducteur tendant à se comporter comme un matériau magnétique, un phénomène de remanence apparaît, la partie centrale du diamètre du câble se sature en électrons, la forte résistivité en découplant pousse l'essentiel du courant à circuler dans la circonférence du câble. La partie centrale du conducteur voit alors sa température augmenter notablement, et bien que le courant nominal du câble soit loin d'être atteint, des pertes importantes se font ressentir.

Outre les pertes thermiques par effet joule, l'impédance du bobinage est augmentée d'où une baisse des performances, accompagnée parfois de phénomènes vibratoires et parasites. Sachant que le courant HF «préfère» circuler en périphérie du conducteur, la solution consiste à lui offrir dans le même volume une surface périphérique plus importante, et ce afin de ne pas aboutir à utiliser un câble d'un diamètre démesuré pour quelques centaines de milliampères de courant.

Conclusion

Pour réaliser des bobinages HF, on privilégiera toujours l'emploi d'un câble comportant plusieurs brins ISOLES les uns des autres plutôt qu'un monobrin. De ce fait, la circonférence de chaque brin s'ajoute, donnant ainsi une surface de conduction totale beaucoup plus importante que la surface d'un monobrin de diamètre équivalent (figure 6). En réalité, ce type de câble existe tout prêt, il s'agit de fil de LITZ.

Ce câble un peu particulier est constitué de plusieurs brins de fils émaillés mis en torton puis isolé à l'aide d'une tresse torsadée réalisée en soie naturelle, coton, nylon, ou plus rarement en tergal.

Ce type de gaine s'appelle guipage. Les fabricants de ces câbles offrent une gamme complète répondant à l'ensemble des besoins en matière de nombre de conducteurs, diamètre des brins, guipage etc..

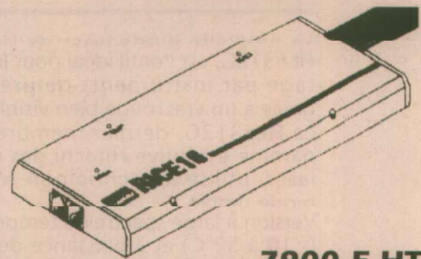
A 100 kHz et pour un courant de 500 mA, la différence de rendement et d'échauffement entre un monobrin et un fil de LITZ de même diamètre est spectaculaire !

Dans le prochain article, nous décrirons les convertisseurs du type FLY-BACK à travers une application qui nous permettra de «toucher la matière».

J.C HAREL

EMULATEUR PIC 16

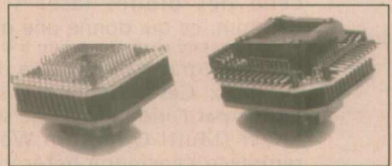
Emulateur temps réel. Cet émulateur temps réel pour famille PIC 16 est performant à prix attractif. Il est livré complet avec le programme PC-DOS.



7900 F HT

CONVERTISSEURS

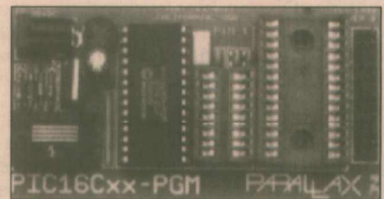
CONVERTISSEURS-DIP- PLCC- PGA-SOP etc. Ces convertisseurs vous permettront de convertir un gabarit DIP en PLCC-PGA-SOP-QFP, etc et le contraire aussi : très utile pour : les programmeurs, les émulateurs, la fabrication.



1590 F HT

PROGRAMMATEUR PIC 16

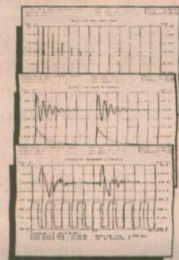
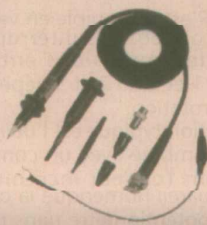
Ce programmeur à prix défiant toute concurrence peut être livré en modèle DIP et PLCC. Nous disposons de nombreux autres modèles de programmeur.



2990 F HT

OSCILLOSCOPE SUR PC

Instruments de mesure sur PC (Port parallèle). Oscilloscope, Voltmètre, Analyseur de spectre, Enregistreur.



A partir de 1990 F HT

ECI

19, rue du Pr Curie
95320 ST Leu la Forêt
Tél. 48 41 80 36

Photos non contractuelles.